



Martin Oehler

Kapazitive Elektroden zur Messung bioelektrischer Signale

Dissertation
Braunschweig 2009

Kapazitive Elektroden zur Messung bioelektrischer Signale

Von der Fakultät für Elektrotechnik, Informationstechnik, Physik der
Technischen Universität Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig

zur Erlangung der Würde

eines Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation

von

Herrn Dipl.-Ing. Martin Johannes Oehler

aus (Geburtsort): Heidelberg

eingereicht am: 15.06.2009

mündliche Prüfung am: 28.09.2009

Referenten: Prof. Dr. rer. nat. Meinhard Schilling

Prof. Dr. med. Gabriel Curio

2009

Kurzfassung

In der vorliegenden Arbeit werden kapazitive Elektroden zur Messung von bioelektrischen Signalen insbesondere im Bereich der Elektrokardiographie (EKG) und der Elektroenzephalographie (EEG) entwickelt und vorgestellt. Kapazitive Elektroden koppeln im Gegensatz zu den herkömmlich verwendeten galvanischen Elektroden das Biosignal über einen isoliert aufgebauten kapazitiven Kontakt zum Körper aus. Der Fokus der Arbeit liegt auf der Charakterisierung des Übertragungsverhaltens dieser kapazitiven Elektroden und der praktischen Anwendung dieses Messverfahrens im Bereich der Routine-Diagnostik und spezieller Interface-Systeme, in diesem Fall dem Brain-Computer Interface.

Das im Rahmen dieser Arbeit entwickelte portable EKG-System ermöglicht die EKG-Messung mit 15 Elektroden selbst durch Kleidung hindurch und verbindet die klassische EKG-Messung mit einem einfachen Zugang zu komplexen räumlichen Darstellungen der Herzaktivität in Form von Body-Surface-Potential-Maps. Das Verfahren wird direkt mit etablierten Verfahren verglichen und anhand realer Patientendaten validiert. Dazu wurden Messungen in klinischer Alltagsumgebung durchgeführt. Die Ergebnisse zeigen eine gute Übereinstimmung der Messungen zwischen kapazitivem und galvanischem Aufbau. Durch die spezielle Anordnung der Elektroden im verwendeten System konnte eine deutliche Vereinfachung der EKG-Messung realisiert werden.

Die in dieser Arbeit durchgeführte elektrische Charakterisierung der Elektroden und die Beschreibung, insbesondere der Rauschprozesse, ermöglicht ein besseres Verständnis der besonders für das EEG benötigten höheren Messempfindlichkeit. Um dies praktisch nachzuweisen, bzw. die Grenzen des Systems aufzuzeigen, wird der Aufbau eines 28-Kanal Helmsystems auf Basis kapazitiver Elektroden beschrieben, welches zusammen mit der ebenfalls entwickelten analogen und digitalen Signalverarbeitung EEG-Messungen möglich macht. Gezeigt werden Messungen der Alpha-Aktivität und visuell evozierter Potentiale. Letztere Signale werden zusätzlich in einem speziellen Aufbau zur Realisierung eines kapazitiven Brain-Computer Interfaces verwendet. Dazu sind Verfahren der Signalverarbeitung, insbesondere Klassifizierungsalgorithmen, notwendig um eine Online-Steuerung zu ermöglichen. Dies wird anhand einer Steuerung eines Modellfahrzeugs beispielhaft demonstriert.

Kapazitive Elektroden, kontaktloses EKG, Brain-Computer Interface

Abstract

In this work capacitive electrodes to measure bioelectric signals particularly in the field of electrocardiography (ECG) and electroencephalography (EEG) are presented. Capacitive electrodes are based on a capacitive coupling between the electrode and the body; in contrast to the conventionally used galvanic electrodes they are isolated from the body. So capacitive electrodes do not require a direct electrical contact to the skin. This work focuses on the characterization of the transfer function and the noise behavior of the capacitive electrodes and the practical application of this measurement in routine diagnosis and specific interface systems, such as Brain-Computer Interfaces.

The development of a portable ECG system is described, enabling the measurement of the ECG with 15 electrodes through clothing. This system combines the classical ECG measurement with a simple access to complex spatial representations of the cardiac activity called body surface potential mapping. The procedure is directly compared with established systems and measurements based on real patient data are presented. The results show a high correlation between measurements of the capacitive and galvanic system. The special arrangement of electrodes used in the system greatly simplifies the ECG measurement. Further studies with different groups of patients are ongoing.

In this work the electrical characterization of the electrodes and in particular the description of the noise behavior is evaluated for measuring brain activity because the EEG needs a higher sensitivity than ECG applications. To demonstrate this in practice and also show the limitations of this approach, the construction of a 28-channel EEG helmet based on capacitive electrodes is described. In combination with a developed analog and digital signal processing unit, EEG measurements are possible with this helmet. Measurements of alpha activity and visually evoked potentials are presented. These visual evoked potentials are also used in a special system for the implementation of a capacitive Brain-Computer Interface. Therefore, additional methods of signal processing are required, in particular classification and online algorithms. The control of a RC car is represented to demonstrate the function of this Brain-Computer Interface.

Capacitive electrodes, non-contact ECG, Brain-Computer Interface

Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für elektrische Messtechnik und Grundlagen der Elektrotechnik (emg) der Technischen Universität Braunschweig. An dieser Stelle möchte ich mich bei all denen bedanken, die zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen und mich während der Arbeit begleitet haben. Mein besonderer Dank gilt:

- Prof. Dr. Meinhard Schilling für die ausgezeichnete Betreuung dieser Arbeit, die unzähligen Gespräche und anregenden Diskussionen rund um die kapazitiven Elektroden, weiterhin für die Möglichkeit, neben der eigentlichen Arbeit an weiteren spannenden Projekten mitwirken zu können.
- Prof. Dr. Gabriel Curio von der Charité Berlin für die anregenden Diskussionen, den neurologischen Blick auf die Dinge und die zahlreichen Versuchspersonen-Stunden. Weiterhin für die Bereitschaft, als Gutachter zur Verfügung zu stehen.
- Prof. Dr. Fingscheidt für die Übernahme des Prüfungsvorsitzes.
- den Mitarbeitern des Fraunhofer Instituts FIRST in Berlin für die Mithilfe bei den Messungen und Auswertungen in Berlin, insbesondere Dr. Matthias Krauledat, Dr. Benjamin Blankertz, Dr. Volker Kunzmann und Dr. Andreas Ziehe.
- Dr. H.-D. Esperer vom Ambulanten Reha Centrum Wolfsburg für die Unterstützung bei der Messung von Herzpatienten und die vielen kardiologischen Tipps.
- der Werkstatt des emgs, Herrn Müller, Herrn Pförtner und Herrn Schmidt für die Unterstützung bei den zahlreichen mechanischen Aufbauten beim Helm- und EKG-System.
- Tanja Coenen und Georg Dornig für die Unterstützung bei den Pressemitteilungen und TV-Beiträgen und der Aufbereitung des Medienmaterials.
- den Mitarbeitern des Instituts, insbesondere Erik Heim, Alexander Hirsch, Rainer Piel, Christian Brendel und Dr. Frank Ludwig für die fachlichen Diskussionen, Gabriele Weise für die administrative Unterstützung und neben den bereits genannten auch allen anderen für die angenehme Arbeitsatmosphäre und gute Zusammenarbeit.

- den von mir betreuten Studenten, die im Rahmen ihrer Studien- und Diplomarbeiten an der Arbeit mitgewirkt haben, namentlich Matthias Becker, Winfried Böske, Carlo Meierdierks, Tobias Muhr, Peter Neumann und Mischa Siekmann. Zusätzlich den weiteren von mir betreuten Studien- und Diplomarbeiter/innen Anahita Amiri, Andre Riggert, Omar Lopez, Aaron Lamana, Philipp Schulze, Timo Klingenberg, Yong Zhou und Sebastian Bieniek für die gute Zusammenarbeit und die erreichten Ergebnisse.
- meinen Freunden und Bekannten für die Ablenkung vom Arbeitsalltag

Ein ganz besonderer Dank gilt meiner Familie, zum einen meiner Frau und meiner Tochter für die grenzenlose Unterstützung während der Promotionszeit und den familiären Rückhalt, ohne den diese Arbeit nicht möglich gewesen wäre. Zum anderen danke ich meinen Eltern, die mir und meiner Familie in den 3 1/2 Jahren der Promotion immer ein verlässlicher Rückhalt waren.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Messung und Anwendung elektrischer Biosignale	3
2.1	Elektroden zur Messung von Biopotentialen	3
2.1.1	Kontakt-Elektroden auf Basis eines Elektrolyts	4
2.1.2	Trockene und textile Elektroden	7
2.1.3	Aktive Elektroden	9
2.1.4	Kapazitive Elektroden	10
2.2	EKG-Messung	19
2.2.1	Grundlagen der Herzfunktion	19
2.2.2	EKG-Signal	20
2.2.3	Messung des EKGs	20
2.2.4	Body Surface Potential Mapping	25
2.3	EEG-Messung	26
2.3.1	Grundlagen Neurophysiologie	27
2.3.2	Elektroenzephalographie	28
2.3.3	Signale im EEG	30
2.4	Brain-Computer Interface	33
2.4.1	Definition	33
2.4.2	EEG Signale für ein BCI	34
2.4.3	Signalverarbeitung	38
3	Kapazitive Elektroden zur EKG- und EEG-Messung	45
3.1	Ausgangssituation und Vorarbeiten	45
3.1.1	EKG-Messung und System	45
3.1.2	EEG-Messung	46
3.2	Elektroden	46
3.2.1	Grundsätzlicher Aufbau	47

3.2.2	Schaltung	48
3.2.3	Aufbau	54
3.2.4	Elektrodenmodell und Simulation	56
3.3	Kapazitives EKG-System	64
3.3.1	Zielsetzung	64
3.3.2	Hardware	64
3.3.3	Software Tablet-PC	67
3.3.4	Berechnung von BSPMs	69
3.3.5	Extraktion von Standardableitungen	70
3.4	EEG-Helm und BCI	72
3.4.1	Zielsetzung	72
3.4.2	Helmsystem mit Elektroden	72
3.4.3	Headbox	74
3.4.4	Software Datenaufnahme	80
3.4.5	Software EEG/BCI	80
4	Messungen und Diskussion	87
4.1	Elektroden	87
4.1.1	Messungen mit unterschiedlichem Biaswiderstand	87
4.1.2	Messungen mit unterschiedlicher Koppelkapazität	89
4.1.3	Untersuchung unterschiedlicher Operationsverstärker	90
4.1.4	Weitere Rauschmessungen	91
4.1.5	Messung des Frequenzgangs	96
4.1.6	Bedeutung für die Messung von Biosignalen	97
4.2	Kapazitives EKG	98
4.2.1	Vergleich mit galvanischem EKG	98
4.2.2	Extraktion der Standardableitungen	99
4.2.3	Räumliche Messungen und BSPMs	103
4.2.4	Masseverbindung	106
4.3	Kapazitives EEG	108
4.3.1	Alpha-Messungen	108
4.3.2	VEP/SSVEP	110
4.4	Brain-Computer Interface	113
4.4.1	Erste Messungen mit Schwellwertverfahren	114
4.4.2	Anwendung von Support-Vector-Machines	116
4.4.3	Demonstrator	118
5	Zusammenfassung und Ausblick	121

Anhang	125
Abbildungsverzeichnis	127
Tabellenverzeichnis	131
Abkürzungsverzeichnis	133
Literaturverzeichnis	135

1

Einleitung

Seit der Entdeckung der elektrischen Herztätigkeit durch Carlo Matteucci 1843 und der Entwicklung der EKG-Messung beim Menschen durch Willem Einthoven Anfang des 20. Jahrhunderts ist die Entwicklung inzwischen weit fortgeschritten. Heutzutage kann jeder Mensch seine Herzfunktion beim Sport oder im Bereich des Homemonitorings überwachen und jeder Arzt ist in der Lage, anhand des EKGs eine schnelle und präzise Diagnose zu stellen. Die eigentliche Form der elektrischen Ableitung hat sich dabei kaum verändert. Es wird weiterhin in den allermeisten Fällen eine galvanische Ableitung durchgeführt, wobei die Entwicklung von trockenen und textilen Elektroden in manchen Bereichen zu einer Vereinfachung geführt hat.

Durch die Verfügbarkeit von speziellen Halbleiter-Verstärkern wird seit Ende der 60er Jahre eine gänzlich andere Form der Ableitung untersucht, die eine Messung des EKGs trotz elektrischer Isolation zum Körper ermöglicht, in gewissen Grenzen sogar mit einem Abstand zwischen den verwendeten Elektroden und dem Körper von einigen Zentimetern. Diese so genannten kapazitiven Elektroden versprechen eine Vereinfachung der Messung, die insbesondere dort von Nutzen sein kann, wo ein schneller Zugang zum EKG-Signal von entscheidender Bedeutung ist, z.B. in der Notfallmedizin. Gleichzeitig verspricht diese Art der Messung den Wegfall von Verbrauchsmaterial, Messungen durch Kleidung hindurch sind genauso möglich wie eine versteckte Integration in Alltagsgegenstände. So kann praktisch unsichtbar eine medizinische Überwachung realisiert werden um die eigentliche Untersuchung des Herzens für den Patienten so angenehm wie möglich zu gestalten.

Neben dem Herzen ist die Überwachung bzw. Messung der elektrischen Gehirnfunktion ebenfalls von zentraler Bedeutung. Sowohl im Bereich der Epilepsie-Diagnostik als auch in der neurologischen Forschung und der Psychologie sind derartige

Untersuchungen in Form des EEGs an der Tagesordnung. Durch die geringe Signalamplitude ist die Vorbereitung des Patienten im Vergleich zum EKG ungleich aufwendiger, so dass hier eine Anwendung kapazitiver Elektroden ein deutliches Verbesserungspotential verspricht. Ein Forschungsgebiet, welches in den letzten zehn Jahren immer mehr an Bedeutung hinzugewonnen hat, ist die Forschung im Bereich der Gehirn-Computer-Schnittstelle (engl. Brain-Computer Interface). Derartige Systeme auf EEG-Basis sind heutzutage in der Lage, eine Kommunikation für schwerst gelähmte Patienten zu realisieren. Gesunden Menschen eröffnet sich mit derartigen Systemen eine komplett neue Schnittstelle zum PC. Auch hier wird intensiv an Messverfahren geforscht, die eine breite Anwendbarkeit dieser Technologie eröffnen und die Messung des EEGs auch außerhalb des klinischen Bereiches ermöglicht, so wie es heute beim EKG schon möglich ist.

Im Rahmen dieser Arbeit sollen kapazitive Elektroden auf ihre Anwendbarkeit untersucht, und anhand von Experimenten die derzeitigen Möglichkeiten dieser Technologie aufgezeigt werden. Dabei soll insbesondere die praktische Realisierbarkeit im Vordergrund stehen. Es soll unter realen Umgebungsbedingungen und unter Nutzung etablierter Herstellungstechnologien die Anwendbarkeit im Vergleich zu den bestehenden Verfahren evaluiert werden.

2

Messung und Anwendung elektrischer Biosignale

Die Funktionalität des menschlichen Körpers ist durch eine komplexe Signalverarbeitung und -weiterleitung zwischen den zentralen Organen wie dem Gehirn, Rückenmark und dem Herzen möglich. Die verwendeten Signale basieren unter anderem auf elektrischen Vorgängen hervorgerufen durch die Änderung von Ionenkonzentrationen in den einzelnen Zellen, aus denen wiederum die Organe bestehen. Durch den elektrischen Charakter und die Leitfähigkeit des Gewebes sind diese Signale auch außerhalb der Zelle in einem gewissen Abstand noch messbar. In diesem Kapitel soll die Messung dieser bioelektrischen Signale auf der Haut beschrieben und Anwendungen diskutiert werden.

2.1 Elektroden zur Messung von Biopotentialen

Für die Messung von bioelektrischen Signalen und Ereignissen werden üblicherweise leitfähige Elektroden verwendet. Diese sind so aufgebaut, dass der Widerstand zwischen Elektrode und Hautoberfläche minimiert wird. Diese Minimierung des Widerstandes erfordert neben dem Einsatz einer gut leitfähigen Elektrode in vielen Fällen die Verwendung eines Elektrolyten, der mit der Elektrode kombiniert wird oder separat aufgebracht werden muss. Darüber hinaus werden auch trockene Elektroden und Elektroden auf textiler Basis eingesetzt, die keinen Elektrolyten benötigen. Eine weitere Möglichkeit der Signalein- bzw. auskopplung ist die kapazitive Elektrode, die das Signal kapazitiv aus dem Körper auskoppelt und so ohne direkten elektrischen Kontakt auskommt. Auf eine Beschreibung von Elektroden, die zu einer

Verletzung der Haut führen (sogenannte invasive Elektroden, wie z.B. Nadel- oder Mikroelektroden), oder unter die Haut oder Schädeldecke (Electrocorticogramm, ECoG) eingebracht werden, soll hier verzichtet werden, da diese Verfahren nicht Thema dieser Arbeit sind. Diese Elektroden erreichen ein deutlich besseres Signal-Rausch-Verhältnis und werden überall dort eingesetzt, wo ein nicht-invasives Auskoppeln der Biosignale aufgrund der zu geringen Signalamplitude nicht angewendet werden kann.

2.1.1 Kontakt-Elektroden auf Basis eines Elektrolyts

Elektrische Ströme im menschlichen Körper basieren auf der Ionenleitung durch positiv, bzw. negativ geladene Salzionen, die wesentlicher Bestandteil der Zellen sind und über weit entwickelte Mechanismen insbesondere zur Reizleitung genutzt werden. Diese Biosignale sind in der Medizin von großem Interesse, sei es bei der Diagnostik im klinischen Bereich (EKG, EEG) oder bei dem Verständnis von biologischen Prozessen im Bereich der Forschung. Bei der Messung von Signalen aus dem Körper muss grundsätzlich ein Übergang zwischen der Ionenleitung im Körper bzw. in den Zellen des Körpers und der Elektronenleitung in einer metallischen Elektrode, mit der das Signal an der Körperoberfläche gemessen werden soll, ermöglicht werden.

Allgemein kann es an der Grenzfläche zwischen Haut und Elektrode immer dann zu einem Stromfluss kommen, wenn das Metall Ionen mit der Haut austauschen kann. Löst sich aus dem Metall ein positiv geladenes Metall-Ion heraus, wird im Metall ein Elektron frei, welches somit im Metall für einen Stromfluss zur Verfügung steht. Voraussetzung für einen guten mechanischen Kontakt ist aber zunächst ein flächiger Kontakt zwischen der Metalloberfläche und der rauen Haut, die je nach Zustand mehr oder weniger trocken und fetthaltig ist. Unter anderem zu diesem Zweck wird ein Elektrolyt eingesetzt, und zwischen Elektrode und Haut dünn aufgebracht. Die im Elektrolyt vorhanden Salzionen sorgen dann für einen vollflächigen Kontakt zwischen der Elektrode und der ionenleitenden Haut. Der Austausch von Ionen zwischen Metall und Elektrolyt findet nur unter bestimmten Bedingungen statt, die eine Verwendbarkeit von Materialien für eine Messung von Biosignalen einschränken bzw. erst ermöglichen. Grundsätzlich klassifiziert man Elektroden zunächst nach der Art und Weise, wie dieser Austauschprozess zum Elektrolyten abläuft. Ist dieser Prozess reversibel, d.h. Metallionen können vom Elektrolyten wieder zurück in das Metall übergehen, spricht man von einer reversiblen bzw. nicht polarisierbaren Elektrode. Im anderen Fall handelt es sich um eine nicht reversible oder polarisierbare

Elektrode [1]. Bei der Messung werden daher meist nicht polarisierbare Elektroden eingesetzt, wobei die Gründe dafür im Folgenden erläutert werden sollen. Der Begriff der Polarisierbarkeit begründet sich aus den Ladungsverhältnissen an der Grenzfläche zwischen Metall-Elektrode und Elektrolyt.

Abb. 2.1 zeigt die Verhältnisse an der Grenzschicht zwischen Metall und Elektrolyt. An der Metallseite des Elektroden-Elektrolyt-Systems lagern sich Elektronen (negativ) an, im Elektrolyten entsprechend die Wasserstoffenden von Wasserdipolen (positiv). Diese Monolage von Wasserdipolen bildet somit zur von der Elektrode weg gewandten Seite eine negativ geladene Schicht, an der sich wiederum positive Ionen (in diesem Beispiel K^+ -Ionen) anlagern [2]. Je nach Ladungsverhältnissen an der Grenzschicht kann sich die Polarität umkehren, so dass insbesondere die Wasserdipole entsprechend entgegengesetzt angeordnet sind.

Die so entstehende Schicht nennt man Helmholtz-Doppelschicht [3], sie wurde erstmals 1879 von Hermann von Helmholtz beschrieben. Dieses Schichtmodell wurde später erweitert, da sich insbesondere die Verteilung der Ionen aufgrund von thermischen Bewegungen eher als diffuse Raumladungszone darstellt und nach ihren Entdeckern als Gouy-Chapman-Schicht bezeichnet wird [4]. Sie lässt sich mathematisch als exponentieller Potentialabfall beschreiben [5]:

$$\varphi(\xi) = (\varphi(0) - \varphi_L) \cdot e^{-\frac{\xi}{x}} + \varphi_L \quad (2.1)$$

ξ beschreibt dabei den Abstand von der Helmholtzschicht, φ_L das chemische Potential der Elektrode und x die Dicke der Gouy-Chapman-Schicht. Die Dicke dieser Schicht liegt je nach Ionenkonzentration im Bereich von 10 nm bis 1 μm . Bei pola-

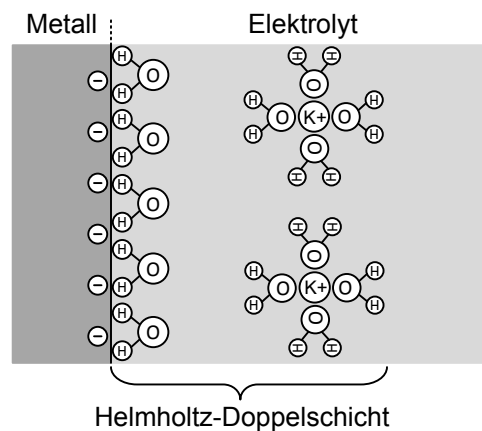


Abbildung 2.1: Helmholtz-Doppelschicht (nach [2]).

risierbaren Elektroden kommt es nur zu einem geringen Ladungstransport bei Vorhandensein eines elektrischen Feldes zwischen Elektrode und Körper. Die elektrische Doppelschicht bleibt bestehen und es kommt lediglich zu einer Konzentrationsänderung auf beiden Seiten. Die dadurch entstehende Änderung des Elektrodenpotentials an der Doppelschicht bezeichnet man nun als Polarisation. Eine derartige Elektrode verhält sich weitgehend kapazitiv [5].

Eine Polarisation wird verhindert, wenn ein Übergang einer Ionensorte aus der Elektrodenphase in die Lösungsphase möglich ist. Nur so können Ladungen in großem Umfang zwischen Elektrode und Elektrolyt ausgetauscht werden. Beschrieben wird diese Fähigkeit des Ladungsaustausches mit Hilfe der Austauschstromdichte S_0 . Diese erweitert das Elektrodenmodell mit Helmholtz- und Gouy-Chapman-Schicht um die dynamische Komponente der Gleichgewichtsprozesse an der Grenzschicht. Die Austauschstromdichte gibt Auskunft über die Geschwindigkeit dieser Prozesse und ist materialspezifisch. Metallsalze mit hohem S_0 basieren z.B. auf Zink (Zn) und Silber (Ag). Im Ersatzschaltbild der Elektrode werden diese Prozesse durch einen Widerstand parallel zum Kondensator repräsentiert [5]. Am meisten Verwendung finden heute Silber/Silberchlorid-Elektroden, welche nur eine sehr geringe Polarisierbarkeit aufweisen. Sie werden in Verbindung mit einem Elektrolyten eingesetzt, der mit Chlorionen gesättigt ist. Dadurch kann ein beidseitiger Austausch von Chlorionen stattfinden, der somit das Entstehen einer Helmholtz-Doppelschicht verhindert und zu einer nicht polarisierbaren Elektrode führt. Die Elektrodenimpedanzen, die mit derartigen Elektroden zwischen Elektrode und Hautoberfläche erreicht werden können, liegen typischerweise bei Ag/AgCl-Elektroden im Bereich 10-50 k Ω . Niedrige Werte können durch entsprechende Präparation der Haut (Aufräumen der Haut, Entfernung abgestorbener Hautschichten) erreicht werden.

Im Bereich der EKG-Messung werden hauptsächlich Ag/AgCl-Elektroden eingesetzt, die entweder mittels eines Klebers auf die Haut aufgeklebt werden (Klebelektroden) oder aber mit Unterdruck an die Haut angesaugt werden, wobei üblicherweise mittels eines Kontaktsprays ein Elektrolyt zwischen die Elektrode und die Haut gebracht wurde. Bei den Klebeelektroden befindet sich ein Elektrolyt-Gel in einem Reservoir zwischen Ag/AgCl und Haut, welches nach Abziehen der Klebefolie automatisch mit der Haut in Kontakt kommt. Abb. 2.2 zeigt eine Klebe- und Saug-elektrode für die Verwendung bei EKG-Messungen. Die Saugelektroden haben dabei denn Vorteil, dass sie wiederverwendet werden können, allerdings sorgt der Unterdruck bei längerer Anwendung für unangenehme Hämatome auf der Hautoberfläche.

Bei der Messung des EEGs wird das Signal mit einer höheren Ortsauflösung aufgenommen, die Elektroden müssen zwischen den Haaren angebracht werden und der

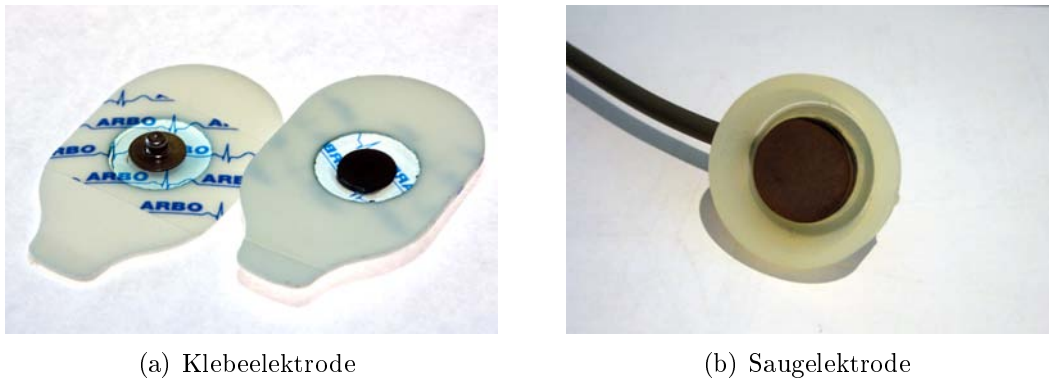


Abbildung 2.2: Elektroden für das galvanische EKG.

Übergangswiderstand muss wegen der deutlich geringeren Signalamplitude im Vergleich zum EKG minimiert werden, um den Einfluss des thermischen Rauschens und die Einkopplung von Störsignalen so gering wie möglich zu halten. Aus diesen Gründen werden beim EEG deutlich kleinere Elektroden als beim EKG eingesetzt. Diese basieren ebenfalls auf einer Ag/AgCl-Elektrode (Abb. 2.3(a)), die in einer sogenannten EEG-Kappe aufgehängt sind, um sie auf dem Kopf zu fixieren (Abb. 2.3(b)). Ein Aufkleben der Elektroden auf die Kopfoberfläche ist wegen der Haare nicht möglich bzw. nicht praktikabel. Um eine möglichst geringe Übergangsimpedanz zu realisieren, wird die Haut zunächst mittels eines sogenannten Abrasiv-Gels aufgeraut, anschließend wird das Elektrolyt-Gel aufgebracht und erst dann die Elektrode platziert. Der Übergangswiderstand wird für jede Elektrode gemessen und so lange optimiert, bis er unter einer gewissen Grenze (meist 5-10 k Ω) liegt. Bei modernen EEG-Kappen kann das Gel durch die ringförmige Elektrode gespritzt werden, was unter Verwendung eines kombinierten Abrasiv/Elektrolytgels eine Beschleunigung des Anbringens der Elektroden bedeutet und insbesondere bei hohen Kanalanzahlen eine Erleichterung bringt.

2.1.2 Trockene und textile Elektroden

Elektroden in Kombination mit einem Elektrolyten sind die am weitesten verbreiteten Elektroden im medizinischen Bereich. Trotzdem gibt es Anwendungsgebiete, in denen eine Nutzung eines Elektrolyten nicht sinnvoll erscheint. Insbesondere bei Langzeitmessungen ist das Austrocknen des Elektrolyts ein Problem und ein immer wieder neu aufzubringendes Elektrolyt nicht praktikabel. Des Weiteren kommt es bei manchen Patienten in der Langzeitanwendung zu dermatologischen Veränderungen (Hautirritationen). In diesen Fällen wird auf einen Elektrolyten verzichtet

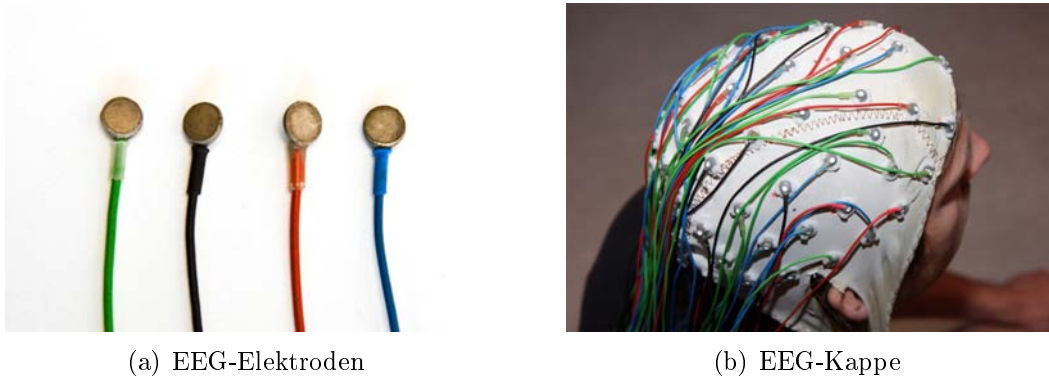


Abbildung 2.3: EEG Messung mit Ag/AgCl-Elektroden.

und man spricht von trockenen Elektroden [4]. Dabei nimmt man eine Erhöhung der Elektrodenimpedanz in Kauf (mindestens Faktor zwei schlechter als Elektrolyt-elektroden). Gleichzeitig wird die Elektrode empfindlicher für äußere Störungen wie Netzstörungen oder Bewegungsartefakte [6]. Als Materialien für trockene Elektroden werden z.B. Edelstahl, Aluminium oder Titan eingesetzt, wobei Aluminium die schlechteren Oxidationseigenschaften besitzt. Zur Vermeidung von Oxidation wird unter anderem auch Gold als Elektrodenmaterial eingesetzt [7]. Alternativ kommen auch leitfähige Polymere oder mit Metall bedampfte Polymere zum Einsatz, wenn es auf eine möglichst flexible Anpassung an die Haut ankommt [8, 9, 10, 11]. Die Impedanz der Elektrode ist dabei um den Faktor 4-5 höher, ist aber trotzdem gering genug, um sowohl ein EKG als auch mit gewissen Einschränkungen ein EEG abzuleiten, dort kommt es meist bei mobilen Systemen zum Einsatz [12]. Für ähnliche Einsätze sind auch trockene Elektroden auf Hydrogel-Basis gedacht [13].

Ebenfalls ohne Elektrolyt kommt man aus, wenn man textile Elektroden auf Basis von leitfähigen Fäden oder Garnen realisiert, um z.B. eine Integration in Kleidung oder Betttextilien zu realisieren [14, 15]. Als leitfähige Materialien für die Fäden werden Silber, Edelstahl aber auch Kohlenstoff/Grafit verwendet (Abb. 2.4). Allerdings erhöht sich der Kontaktwiderstand im Vergleich zu trockenen Elektroden noch mal erheblich bis in den $M\Omega$ -Bereich [16]. Daher werden oft angepasste Ausleseelektroniken verwendet bzw. die Elektroden als aktive Elektroden realisiert. Mit dem steigenden Kontaktwiderstand steigt auch das Rauschen der Elektroden. Es lässt sich durch Vergrößerung der Elektrodenfläche zwar etwas kompensieren, bleibt aber signifikant über dem von Elektrolyt-Elektroden [17]. Zusätzlich ist auch hier eine höhere Empfindlichkeit für Bewegungsartefakte gegeben, die aber mit zusätzlicher Signalverarbeitung reduziert werden kann [18].

Grundsätzlich lässt sich mit textilen Elektroden eine EKG-Messung realisieren,

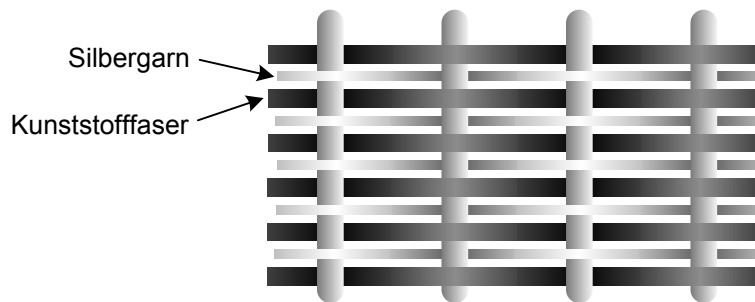


Abbildung 2.4: Struktur einer textilen Elektrode auf Silberbasis [19].

wobei aufgrund des höheren Haut-Elektroden-Kontakts ein schlechterer Signal-zu-Rausch-Abstand in Kauf genommen werden muss [20, 21]. Die Signaleigenschaften hängen dabei sowohl vom verwendeten Material und der Elektrodengeometrie, als auch von der Ausführung der Einwebung der leitfähigen Fäden und nicht zuletzt vom Zustand der Haut des Patienten ab [19]. Ein besonderer Schwerpunkt liegt auf der Entwicklung von T-Shirts mit integrierten Elektroden, oft auch als intelligente Textilien bezeichnet. Dort kann sowohl eine schlichte Überwachung des eigentlichen Herzschlages als auch eine mehrkanalige Ableitung des EKGs bei Integration mehrerer Elektroden realisiert werden [22, 23, 24]. In Kombination mit anderen Sensoren lassen sich eine Vielzahl von Vitalparametern gleichzeitig überwachen, z.B. Atmung, Körpertemperatur und Sauerstoffsättigung [25, 10].

2.1.3 Aktive Elektroden

Bei der Betrachtung der möglichen Einkoppelwege von Störungen bei biomedizinischen Messungen muss neben der Elektrode das Anschlusskabel zum Verstärker besonders beachtet werden. Durch den direkten Anschluss an die relativ hochohmige Elektrode können Störungen vermehrt einkoppeln [4]. Um dies zu unterbinden bietet es sich an, direkt in der Elektrode eine Impedanzwandlung und Verstärkung zu realisieren, um zum einen das Anschlusskabel niederohmig treiben zu können und zum anderen durch eine Verstärkung direkt an der Signalquelle eine Verbesserung des Signal-zu-Rausch-Abstandes zu erreichen [26, 27]. Dazu wird meist direkt in die Elektrode ein Verstärker integriert, der diese Aufgaben übernimmt (Abb. 2.5). Des Weiteren kann z.B. eine Messung bzw. Überwachung der Elektrodenimpedanz bei aktiven EEG-Elektroden realisiert werden (z.B. EEG-Kappe *ActiCAP* der Firma Brain Products).

Aktive Elektroden werden insbesondere auch im Bereich der EEG-Messung ein-

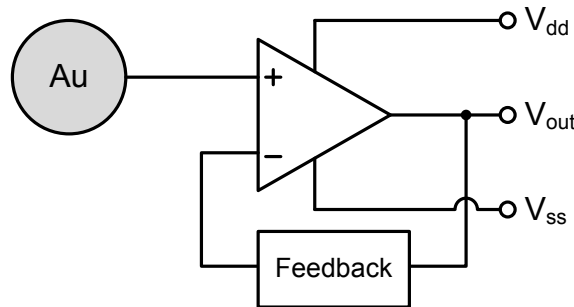


Abbildung 2.5: Schaltung einer aktiven Elektrode auf Gold-Basis nach [28].

gesetzt. Da hier besonders empfindlich gemessen werden muss, ist eine Verbesserung des Signal-zu-Rausch-Verhältnisses von besonderer Bedeutung. Nachteilig wirkt sich hingegen die nötige Energieversorgung jeder Elektrode aus, was insbesondere bei Vielkanal-EEG-Messungen eine Rolle spielt. Außerdem wird an der Elektrode zusätzlich Platz für die Elektronik benötigt. Durch die Miniaturisierung der Elektronikkomponenten ist dieses Problem heutzutage aber nahezu gelöst. Da kapazitive Elektroden grundsätzlich aktiv sind, werden einige Besonderheiten der aktiven Elektroden im nächsten Kapitel mit behandelt.

2.1.4 Kapazitive Elektroden

Kapazitive Elektroden nutzen ein grundsätzlich anderes Messprinzip als die bisher vorgestellten Elektrodenarten. Die eigentliche Elektrode ist vom Körper isoliert aufgebaut. Das Signal aus dem Körper wird kapazitiv eingekoppelt und an der Elektrode hochohmig gemessen. Zu diesem Zweck wird an die Elektrode ein Impedanzwandler angeschlossen. Die ersten derartigen Elektroden wurden Ende der sechziger Jahre publiziert [29, 30]. Dort wurde als Impedanzwandler eine FET-Stufe (FET=Feldeffekttransistor) mit einem Eingangswiderstand von $1000\text{ M}\Omega$ eingesetzt. Die eigentliche Elektrode bestand aus Aluminium, wobei die Isolierung zur Hautoberfläche durch die anodische Oxidation des Aluminiums realisiert wurde. Die Kapazität einer derartigen Platte lag bei etwa 5000 pF . Mit diesem Messaufbau konnten erste EKG-Messungen mit vergleichbarer Qualität wie mit herkömmlichen galvanischen Elektroden (auf Elektrolyt-Basis) erreicht werden [31]. Diese Ergebnisse wurden zunächst mit EKG- und EMG-Messungen verifiziert, wobei unterschiedliche Isolationsmaterialien verwendet wurden, z.B. Tantalexid [32] oder schlicht Kunststofflack [33]. 1973 folgten dann erste EEG-Messungen, welche mit Barium-Titanat

als Isolator gemessen wurden [34]. Dabei wurde allerdings ein Elektrolyt verwendet, um die kapazitive Elektrode elektrisch möglichst gut an die Haut anzukoppeln und der Entstehung eines Luftspaltes zwischen Elektrode und Haut entgegenzuwirken. Abb. 2.6 zeigt die Schaltung einer FET-basierte Elektrode [1, 4].

Moderne Elektroden werden meist auf Basis von Operationsverstärkern realisiert, da damit noch höhere Eingangswiderstände erreicht werden können. Dies ist insbesondere für das Übertragungsverhalten von Bedeutung. Im Folgenden sollen die Eigenschaften von kapazitiven Elektroden im Detail diskutiert werden und es soll auf die relevanten Teile im Aufbau eingegangen werden.

Aufbau und Messprinzip

Der grundsätzliche Aufbau von kapazitiven Elektroden ist in Abb. 2.7 gezeigt. Je nach Variante sind nicht alle Teile des Blockschaltbildes vorhanden oder aber unterschiedlich ausgeführt. Dies gilt insbesondere für die Art der Abschirmung und den Rückkoppelpfad (Feedback).

Die Elektrode und die Hautoberfläche bilden einen Kondensator, über den das Biosignal in die Elektrode eingekoppelt wird. Als Isolator kann ein Material mit besonders guten dielektrischen Eigenschaften eingesetzt werden. Dies ist aber nur dann sinnvoll, wenn sich kein Luftspalt oder ein anderes Material (z.B. Kleidung) zwischen Elektrode und Haut befindet. Ansonsten würde dann die Reihenschaltung der Dielektrika wirken, bei der das Material mit dem kleineren ε_r dominiert. Um die Ladungsänderung auf der Elektrode messen zu können, bedarf es eines Impedanzwandlers, der direkt an die Elektrode angeschlossen wird [35]. Betrachtet man das Eingangsverhalten dieser Schaltung, so bilden der aus der Elektrode und dem

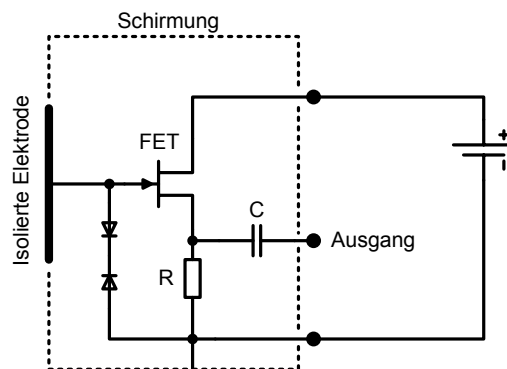


Abbildung 2.6: Kapazitive Elektrode auf Basis eines Feldeffekt-Transistors.

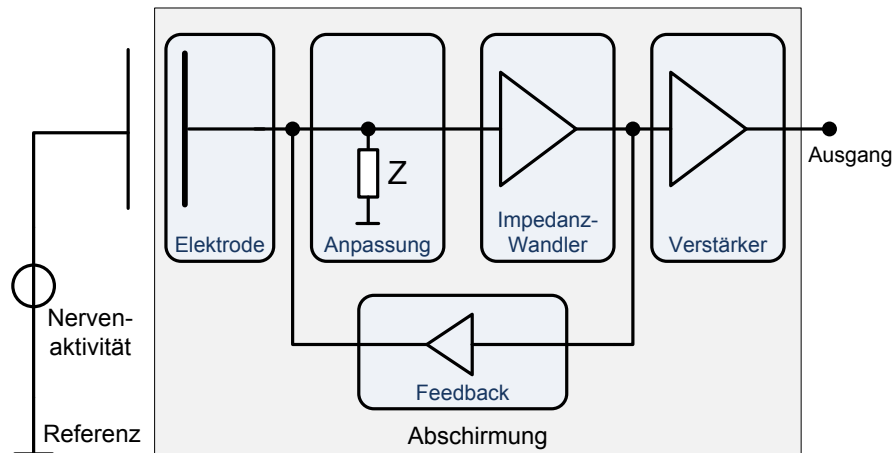


Abbildung 2.7: Blockschaltbild einer kapazitiven Elektrode.

Körper bestehende Kondensator und der Eingangswiderstand des Impedanzwandlers ein RC-Glied, welches für das eingekoppelte Biosignal als Hochpass wirkt. Der Eingangswiderstand des Impedanzwandlers muss dabei möglichst so groß sein, dass dieser Hochpass durchlässig für die zu messenden Signale ist. Bei typischen Frequenzen von Biosignalen von 0.5-100 Hz liegt diese Eingangsimpedanz im Bereich von mehreren 100 M Ω bis in den hohen G Ω -Bereich, abhängig vom eingesetzten Isolationsmaterial und der daraus resultierenden Kapazität des Koppelkondensators [36]. Oft wird der Eingangswiderstand gezielt manipuliert, wobei ein sogenannter Biaspfad geschaffen wird, z.B. in Form eines Biaswiderstandes oder mit Hilfe des Sperrstroms einer Diode, welche vor dem Impedanzwandler angeordnet werden (siehe Anpassung in Abb. 2.7). Dadurch kann das Übertragungsverhalten des Eingangshochpasses gezielt eingestellt und das Einschwingverhalten der Elektrode beeinflusst werden. Weitere Elemente in der Elektrode sind Komponenten zur Rückkopplung des Signals und Komponenten zur aktiven und passiven Schirmung [37, 38]. Des Weiteren können hinter dem Impedanzwandler Filter und Verstärker in die Elektrode integriert sein. In den allermeisten Fällen wird auf eine Art Elektrolyt verzichtet, da es hier grundsätzlich nicht benötigt wird und gerade der Verzicht als Vorteil dieser Art von Elektroden anzusehen ist. Das identische Messprinzip lässt sich auch fernab der Medizintechnik für die Untersuchung von Materialien und Schaltkreisen anwenden [39, 40, 41, 42].

Isolationsmaterial

Von der Wahl des Isolationsmaterials hängt die zu erreichende Größe der Koppelkapazität entscheidend ab. Dies trifft sowohl auf die Fläche, die Dicke als auch auf das Material selbst zu und zwar hier vereinfacht nach der allgemein gültigen Formel für die Kapazität eines Plattenkondensators:

$$C_k = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{A}{d} \quad (2.2)$$

Die Fläche A wird durch die gewählte Elektrodengeometrie vorgegeben, die Dicke d hängt entweder von dem verwendeten Isolationsmaterial oder im Fall von Dünnschichtprozessen von der Dicke der aufgetragenen Schicht ab. Dabei lassen sich mit derartigen Verfahren deutlich dünnere Schichten im Mikrometer-Bereich erzeugen als mit einer einfachen Kunststoff-Folie, deren Materialdicke typischerweise im Bereich einiger 100 μm liegt. Die Dielektrizitätskonstante wird direkt durch das verwendete Material bestimmt, wobei auch hier mit den Dünnschichtmaterialien deutlich höhere Werte erzielt werden können. Aus diesem Grund lassen sich die Elektroden in der Literatur in zwei Kategorien aufteilen. Zum einen Elektroden, die die Kapazität optimieren, indem eine möglichst dünne Schicht aus einem Material mit hohem ε_r verwendet wird, zum anderen Elektroden, bei denen lediglich eine Isolation zur Sicherstellung des kapazitiven Verhaltens auf die Elektrodenfläche aufgebracht wird. Wie bereits angesprochen, funktioniert das Konzept der Maximierung von ε_r nur bei direktem mechanischem Haut-Elektroden Kontakt. Befindet sich ein weiteres isolierendes Material zwischen dem Dielektrikum und der Haut, zum Beispiel Haare oder Kleidung, muss man die Reihenschaltung dieser Dielektrika betrachten. Da bei einer kapazitiven Reihenschaltung die Kehrwerte der einzelnen Kapazitäten addiert werden, dominiert die kleinere Kapazität und damit das zusätzliche Material mit seinen im Vergleich zum aufgetragenen Dielektrikum deutlich geringeren dielektrischen Eigenschaften. Eine Verwendung einer Dünnschicht mit hohem ε_r bringt somit in diesem Fall keine Verbesserung, so dass sich daraus die zweite Kategorie an Elektroden ergibt, wo als isolierendes Material lediglich eine Folie oder Stoff mit relativ niedrigem ε_r zur elektrischen Isolation der Elektrodenfläche genutzt wird [43, 44, 45]. Dabei liegen die Kapazitätswerte für letztere Elektroden im Bereich 10-100 pF, wohingegen die Werte für die hochdielektrischen Systeme deutlich über 1000 pF liegen. Dort werden neben den bereits erwähnten Materialien auch TiO_2 , SrTiO_3 und SiO_2 als hochdielektrische Materialien eingesetzt [36, 46, 47]. Ebenfalls keinen Einfluss hat die dielektrische Schicht bei der Messung des Signals aus einem gewissen Abstand zum Körper, wobei es dabei um Abstände zwischen wenigen mm bis cm geht,

in Einzelfällen auch darüber hinaus [48, 49]. Auch hier wird die Koppelkapazität von dem Luftspalt dominiert und liegt im niedrigen pF-Bereich. Bei großen Abständen ist bei EKG-Messungen lediglich eine Detektion der R-Zacke möglich und somit die Analyse auf die Herzrate beschränkt [50].

Verstärker

Der Eingangswiderstand des Verstärkers bestimmt durch den sich aus Eingangswiderstand und Koppelkapazität bildenden RC-Hochpass maßgeblich das Übertragungsverhalten der Elektrode. Für die Einkopplung von Biosignalen müssen aufgrund der niedrigen Frequenz der Signale Verstärkertypen mit sehr hohen Eingangswiderständen verwendet werden. Dies lässt sich entweder mit Feldeffekt-Transistoren (FET) oder mit Operationsverstärkern mit FET-Eingangsstufe realisieren [43, 37, 45]. Die damit erreichbaren Widerstände liegen im Bereich 10^{12} bis $10^{16} \Omega$. Eine Eigenschaft, die direkt mit dem Eingangswiderstand zusammenhängt, ist der Bias-Strom, der als Fehlstrom in den Eingang des Verstärkers fließt. Dieser Strom liegt bei den hier verwendeten Verstärkern im Bereich <1 pA und damit am unteren Ende von dem, was technisch möglich ist. Die Eigenschaften des Eingangsverstärkers wie Eingangswiderstand und -kapazität lassen sich mittels zusätzlicher Beschaltung noch verbessern, um ein möglichst optimales Eingangsverhalten zu erhalten. Mit einem im Vergleich zum Eingangswiderstand niederohmigeren Biaswiderstand kann die Grenzfrequenz des Eingangshochpass gezielt eingestellt werden. Grundsätzlich wird die Eingangsstufe auch genutzt, um ein sogenanntes Guardpotential zu erzeugen, mittels dessen sich die eigentliche Elektrodenfläche von der inneren und äußeren Elektronik effektiv abschirmen lässt [38].

Grounding und Artefakte

Bei der Messung von Biopotentialen ist die Masseverbindung eine entscheidende Komponente bei der Vermeidung von Störsignalen. Bei der kapazitiven Messung kann man grundsätzlich ähnlich der galvanischen Messung eine galvanische Masseverbindung nutzen, um den Körper auf einem definierten Bezugspotential zu halten. Das hat aber den Nachteil, dass man eine zusätzliche Elektrode am Körper fixieren muss (z.B. durch Kleben). Der kontaktlose Charakter der kapazitiven Messung ist daher auch bei der Groundverbindung wünschenswert. Dies kann durch eine sogenannte kapazitive Masse realisiert werden. Dabei wird eine Elektrode auf ein definiertes Potential gelegt und isoliert am Körper befestigt. Das Steuerpotential wird dabei ähnlich einer Driven-Right-Leg-Elektrode (DRL) im galvanischen EKG

gewonnen [51, 52, 43, 53]. Die Größe dieser kapazitiven Elektrode liegt im Bereich einiger 10 cm^2 .

Neben der Masseverbindung gibt es mit den Bewegungsartefakten eine zweite Quelle für Störungen, die bei kapazitiven Elektroden verstärkt auftreten. Die Ursache dafür liegt in der Ankopplung der Elektrode an den Körper [54]. Existiert eine Relativbewegung zwischen Elektrode und Körper, und zwar entweder parallel zur Elektrodenfläche oder senkrecht dazu, kommt es zu einer lokalen Änderung des Abstandes zwischen Haut und Körper und damit ändert sich der Abstand der beiden Kondensatorflächen (Gl. 2.2). Diese Änderung führt zwangsläufig zu einer Beeinflussung des Signals, welches direkt von der Größe der Koppelkapazität abhängt. Zusätzlich kann die Elektrode bzw. der Eingangsverstärker aufgrund der starken Kapazitätsänderung in die Sättigung getrieben werden, so dass keine sinnvolle Messung mehr möglich ist. Daher muss bei kapazitiven Elektroden besonders auf einen konstanten Elektrodenabstand zum Messobjekt geachtet werden. Dies lässt sich entweder durch mechanische Fixierung oder aber durch Vermeidung der oben beschriebenen Relativbewegung sicherstellen [55].

Rauschen

Das Rauschen von kapazitiven Elektroden begrenzt insbesondere die Einsatzmöglichkeiten im Bereich der EEG-Messungen, wo in manchen Anwendungen Signale kleiner $1 \mu\text{V}$ mit einer Frequenz bis unter 1 Hz gemessen werden müssen. Da die Rauscheigenschaften ebenfalls stark von den geometrischen Eigenschaften abhängen, differieren die Rauschwerte zwischen den unterschiedlichen Anwendungen. Für Elektroden mit einer hohen kapazitiven Kopplung werden Werte bis zu $30 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ angegeben, die hauptsächlich durch den Verstärker begrenzt werden [56]. Typische Werte für Systeme mit relativ schwacher Kopplung sind $1\text{-}10 \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ bei 10 Hz [45, 48]. Zur Berechnung des Signal-zu-Rausch-Verhältnisses lässt sich ein Modell der Elektrode (Abb. 2.8) aufstellen.

Mit Hilfe dieses Modells lässt sich der Elektrodeneingang mit folgender Gleichung berechnen [43]:

$$SNR = \frac{|U_S|}{\sqrt{I_{nA}^2 |Z_S|^2 + U_{nA}^2 \left| 1 + \frac{Z_s}{Z_{SH}} + \frac{Z_S}{R_B} \right|^2 + U_{nTH}^2 \left| \frac{Z_S}{R_B} \right|^2}} \quad (2.3)$$

Dabei ist U_{nTH} die Rauschspannung des Biaswiderstandes R_B . Die beiden Kapazitäten C_s und C_{shield} gehen mit ihren Impedanzen $Z_s = \frac{1}{j\omega C_s}$ und $Z_{shield} = \frac{1}{j\omega C_{shield}}$ in die Gleichung ein. U_{nA} und I_{nA} beschreiben das Spannungs- bzw. Stromrauschen

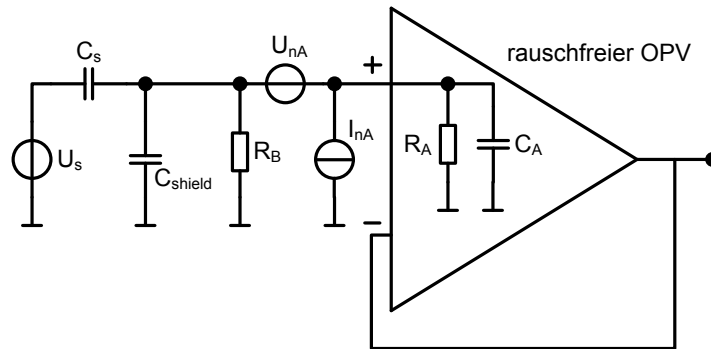


Abbildung 2.8: Elektrodenmodell nach [43].

des Operationsverstärkers, R_A und C_A dessen Eingangsimpedanz. Die Autoren beschränken sich allerdings auf die Modellierung und zeigen keine Daten zur Verifikation des aufgestellten Modells. Im Vergleich mit Elektrolyt-basierten Elektroden liegt das Rauschen kapazitiver Elektroden je nach Typ etwas unterhalb oder deutlich oberhalb der mit Ag/AgCl-Elektroden erreichten Rauschwerte von typischerweise unter $200 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ im weißen Rauschen bei etwa 100 Hz [57].

Anwendungen

Die Anwendungsgebiete für kapazitive Elektroden sind sehr vielfältig und konzentrieren sich insbesondere auf Bereiche, wo eine Messung durch Kleidung oder Stoff oder aber im Vergleich zu etablierten Verfahren ohne lange Vorbereitungszeit stattfinden soll [58]. Bei der Integration in ein Bett kann eine Messung ohne jegliche Vorbereitung am Patienten erfolgen, wobei insbesondere EKG und Herzratenmessungen im Vordergrund stehen [55, 59, 60]. Hauptproblem dabei ist die Bewegung des Patienten und die unterschiedlichen Abstände des Patienten zu den einzelnen Elektroden, was in einer ungleichmäßigen Signalqualität zwischen den einzelnen Elektroden resultiert. Insbesondere bei immobilen Patienten oder im Bereich der Neonatal-Diagnostik ist aber eine deutliche Vereinfachung des 24h-Monitoring erreichbar [61]. Ein spezielles Anwendungsgebiet ist die EKG-Messung bei Patienten mit Verbrennungen der Haut. In diesem Fall ist ein Anbringen herkömmlicher Elektroden nicht möglich, eine isolierte Messung durch Verbände hindurch aber sehr wohl realisierbar, so dass in diesem Fall kapazitive Elektroden prädestiniert wären [62].

Ebenfalls in den Bereich der Messung durch Kleidung hindurch fällt die Integration in einen Stuhl [43, 44]. Eine Variante dieses Aufbaus ist insbesondere im asiatischen Raum die Integration in einen Toilettensitz zur EKG-Messung [63, 64] und zusätzlich zur Messung des Blutdrucks mittels Pulslaufzeit [65]. Wie bei der

Integration der Elektroden in ein Bett wird eine kapazitive Masse mit aktiv getriebenem Potential verwendet, um vollständig auf eine galvanische Verbindung zum Patienten verzichten zu können. Eine weitere Variante ist die Integration eines derartigen Messsystems in einen Autositz, um das EKG bzw. die Herzrate des Fahrers im Rahmen der Fahrerzustandserkennung kontaktlos zu überwachen [66, 67, 68]. Dabei muss insbesondere die erschwerte Störumgebung und die Bewegung des Fahrers mit berücksichtigt werden, so dass die Forschung eher in Richtung Herzratenvariabilitätsmessung mittels QRS-Erkennung geht als in Richtung klinisches EKG. Das liegt auch daran, dass mit Sitzbezug und Kleidung des Fahrers ein relativ großer Abstand zwischen Haut und Elektrode besteht [69].

Im Bereich der klinischen EKG-Messung sind insbesondere zwei Gebiete von besonderem Interesse, wo neben den üblichen Elektrolyt-Elektroden auch trockene bzw. textile Elektroden zum Einsatz kommen. Ein Bereich ist die mobile EKG-Messung im Bereich des Langzeit-EKGs, der Trainingüberwachung im Sportbereich und beim Home-Monitoring. Hier treten insbesondere Probleme mit dem Austrocknen des Elektrolyts auf, bzw. bei geklebten Elektroden kommt es bei Langzeitanwendung zu Irritationen der Haut. Hier können neben trockenen Elektroden auch kapazitive Elektroden eingesetzt werden, da sie durch die Isolation zur Haut und die Möglichkeit des Schutzes der Elektrode durch Integration in Kleidung eine Verbesserung bringen [70, 71, 72]. Dies gilt ebenso für die Messung von Muskelaktivität über das EMG, was mittels kapazitiver Elektroden gemessen und zur Beurteilung von körperlicher Aktivität bzw. Belastung genutzt werden kann [73, 74]. Nicht nur für den Sportbereich lassen sich kapazitive Elektroden ähnlich wie auch trockene Elektroden in einen Brustgurt integrieren. Durch die Fixierung ist dann trotz der Anfälligkeit für Bewegungsartefakte eine EKG-Messung mit hoher Signalqualität möglich [75].

Das zweite wichtige Gebiet ist die Messung von Potentialverteilungen auf dem Körper, sogenannte Body-Surface-Potential-Maps. Dabei werden die Potentiale auf dem Körper mit einer großen Anzahl Elektroden (typ. 30 bis 100) gemessen und daraus eine Potentialkarte berechnet, die dann bei Vorhandensein eines 3D-Modells des Körpers auf dieses Modell projiziert werden kann, um die Erregungsausbreitung auf den Körper während des Herzschlages darstellen zu können. Auch hier werden Standard-Elektroden mit Elektrolyt aber auch trockene Elektroden verwendet. Durch die hohe Anzahl an Elektroden scheint auch hier die Verwendung von kapazitiven Elektroden sinnvoll, da so die sonst notwendige Vorbereitungszeit wegfällt. Standardmäßig werden die Elektroden mittels Matten oder Bändern aufgebracht [76], für die kapazitiven Elektroden bietet sich aber z.B. eine Integration des

Elektroden-Arrays in eine Liege an, um das Anbringen der Elektroden zu vereinfachen [77, 78]. Dabei werden die Elektroden flexibel gelagert, um eine Anpassung an die Körperoberfläche zu ermöglichen. Durch die Größe der Elektroden ist die maximale Anzahl der nutzbaren Elektroden etwas geringer als mit galvanischen Systemen. Reduziert man das Array von Sensoren auf lediglich vier Elektroden und ordnet sie entsprechend der Standardpositionen an, lässt sich ein 6-Kanal-EKG mit einem derartigen System realisieren, wobei das System lediglich auf den Patienten aufgesetzt werden muss und sonst keine Vorbereitung notwendig ist [56]. Allerdings handelt es sich, wie bei den meisten hier vorgestellten kapazitiven Systemen, um eine prinzipielle Demonstration der Technik. Derzeit werden diese Systeme noch nicht im klinischen Alltag eingesetzt.

Das für die kapazitiven Elektroden anspruchsvollste aber auch spannendste Einsatzgebiet ist die Messung von EEG-Signalen. Zum einen wird beim EEG häufig eine große Anzahl von Kanälen verwendet (typisch sind 21-128), daher ist die Vorbereitungszeit beim EEG auch entsprechend länger. Da die Signale aber auch um den Faktor 100-1000 kleiner sind als im EKG, muss besonders auf einen optimalen Kontaktwiderstand geachtet werden, was eine Optimierung jedes einzelnen Kanals vor der Messung nötig macht und somit die Vorbereitung zusätzlich erschwert. Nicht zuletzt erfordert die Verwendung von Gel in Kombination mit dem Kopfhaar ein Waschen der Haare nach jeder Messung. Auch hier fällt diese aufwändige Vorbereitungsprozedur weg, wenn es gelingt kapazitive Elektroden zur EEG-Messung einzusetzen. Ein Problem ist die größere Fläche der Elektroden und die damit verbundene Verringerung der Ortsauflösung, die bei der Interpretation der Daten berücksichtigt werden muss [79]. Wegen der hohen Anforderungen bieten sich insbesondere solche Elektroden mit starker Kopplung und somit niedrigen Rauschen an, wobei ein guter mechanischer Sensor-Haut-Kontakt gewährleistet sein muss. Mit diesen Sensoren ist tatsächlich eine qualitativ hochwertige Messung möglich [34, 80, 49]. Dabei wurde meist mit der Alphamodulation ein Standard-Paradigma aus dem EEG-Signal-Bereich verwendet. Aber auch evozierte Potentiale konnten damit gemessen werden [81]. Verwendet man hingegen Elektroden mit schwacher Kopplung, wird der Nachweis der Signale erheblich erschwert und kann nicht unbedingt im Zeitsignal sichtbar gemacht werden, sondern z.B. erst nach statistischer Auswertung der Spektralinformationen [82, 45, 83].

Ein anderer Ansatz zur Messung des EEGs ist die Kombination galvanischer und kapazitiver Eigenschaften, dem sogenannten Hybrid-Sensor [84, 75]. Damit ist bei etwas erhöhtem Rauschen und mit einem speziellen Sensordesign, welches mit einer Kammstruktur durch die Haare misst, eine EEG-Messung mit vergleichbarer

Qualität zum galvanischen EEG möglich. Aufgrund der Sensorgröße ist man aber derzeit auf etwa 30 Kanäle beschränkt.

2.2 EKG-Messung

Das EKG ist das wichtigste diagnostische Verfahren für die Untersuchung der menschlichen Herzfunktion. Störungen im Reizbildungs- und Reizleitungssystem lassen sich mit dem EKG darstellen und überwachen. Zur eigentlichen Messung werden Elektroden nach einem bestimmten System auf dem Körper angebracht und sogenannte Ableitungen gemessen. Je nach Diagnostik und Zielstellung kann die Anzahl dieser Ableitungen unterschiedlich sein. Im Folgenden soll auf die verschiedenen Arten der Messungen eingegangen werden und die üblichen Messprozeduren vorgestellt werden. Davor soll kurz auf die zugrunde liegende Anatomie des Herzens und die Signalentstehung eingegangen werden, für eine detailliertere Darstellung wird auf die entsprechende Literatur verwiesen [85, 86].

2.2.1 Grundlagen der Herzfunktion

Die zentrale Funktion des Herzens ist der Bluttransport im menschlichen Kreislaufsystem. Dabei unterscheidet man zwei Kreisläufe, zum einen den Lungenkreislauf, bei dem das Herz das Blut in die Lunge pumpt, wo es mit Sauerstoff versorgt wird und das so angereicherte Blut zum Herzen zurückfließt. Zum anderen den Körperkreislauf, welcher den gesamten Körper mit dem sauerstoffhaltigen Blut versorgt. Abb. 2.9 zeigt schematisch den Aufbau des Herzens.

Das Herz ist in vier Hohlräume unterteilt, wobei je zwei Kammern einen der beiden Kreisläufe versorgen. Jeder Bereich besteht aus je einem Vorhof (Atrium) und einer Hauptkammer (Ventrikel). Das Blut fließt vom Körper kommend zunächst in den rechten Vorhof. Von dort wird es über die rechte Hauptkammer in den Lungenkreislauf gepumpt. Von der Lunge kommend fließt es in den linken Vorhof und anschließend mittels der linken Hauptkammer wieder in den Körperkreislauf. Die eigentliche Pumpfunktion wird dabei mittels zweier Klappen zwischen den Vorhöfen und Ventrikeln und zweier Klappen vor den Austrittsarterien durch Kontraktion des Herzmuskels realisiert [1]. Die Erregung der Herzmuskulatur läuft dabei grundsätzlich von den Vorhöfen bis zu den Hauptkammern und wird von einem autonomen Taktgeber, dem sogenannten Sinusknoten, angeregt.

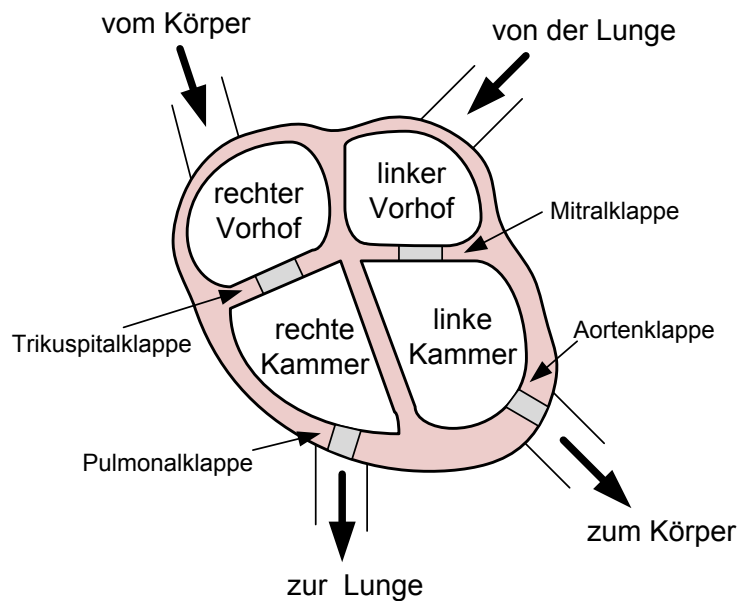


Abbildung 2.9: Schematischer Aufbau des Herzens.

2.2.2 EKG-Signal

Der typische Signalverlauf des EKGs eines gesunden Patienten ist in Abb. 2.10 dargestellt. Das Signal beginnt mit der P-Welle, die die Vorhoferregung des Herzens repräsentiert. Die darauf folgende PQ-Strecke entspricht der Überleitungszeit zwischen Vorhof und Hauptkammer und das dort vorherrschende Potential wird als isoelektrische Linie bzw. Nulllinie bezeichnet, so dass Potentiale oberhalb dieser Linie als positiv und unterhalb als negativ bezeichnet werden. Im QRS-Komplex drückt sich die eigentliche Hauptkammererregung aus, wobei die Erregung vom linksseitigen Kammerseptum (der Trennwand zwischen den Vorhöfen und Hauptkammern) bis zur Basis des linken Ventrikels (linke Kammer) läuft. Die Kammer ist vollständig depolarisiert und im gesunden Fall liegt die ST-Strecke auf der isoelektrischen Linie. Die T-Welle wird durch die Repolarisation der Kammer ausgelöst, die insbesondere nach einem Infarkt pathologische Veränderungen zeigt [85, 5]. Neben der ST-Strecke werden insbesondere die PQ-Strecke, QT-Strecke und die QT-Zeit als weitere diagnostische Parameter ausgewertet.

2.2.3 Messung des EKGs

Beim EKG misst man die Potentialverteilung an der Körperoberfläche, die sich durch zeitliche Überlagerung aller Nervensignale im Herzen ergibt. Das zu messende Si-

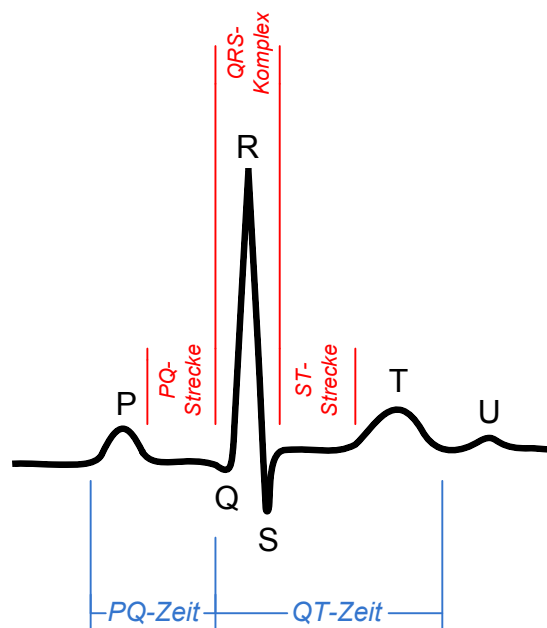


Abbildung 2.10: Typisches EKG-Signal mit den entsprechend gekennzeichneten Abschnitten.

Signal liegt im Bereich einiger mV. Um eine Vergleichbarkeit zwischen verschiedenen Messungen zu erhalten, wurden sogenannte Standardableitungen definiert, welche mit Hilfe anatomischer Referenzpunkte relativ leicht zu reproduzieren sind.

Ableitungen nach Einthoven

Bei den Einthoven-Ableitungen werden drei Differenzspannungen zwischen jeweils zwei Elektroden gemessen (sogenannte bipolare Ableitungen). Konform zur Definition werden diese Elektroden an den Extremitäten angebracht, und zwar je eine an der rechten und linken Hand und eine am linken Fuß [87]. Aufgrund der Position dieser Elektroden handelt es sich um herzferne Ableitungen. Als Referenz wird eine Masseelektrode mit dem herzfernsten Punkt am rechten Fuß verbunden (siehe Abb. 2.11). Inzwischen ist man weitgehend dazu übergegangen, die Elektroden nicht an den Extremitäten sondern an den Schultern (anstatt der Arme) und am Unterbauch zu befestigen, um die Messprozedur zu vereinfachen.

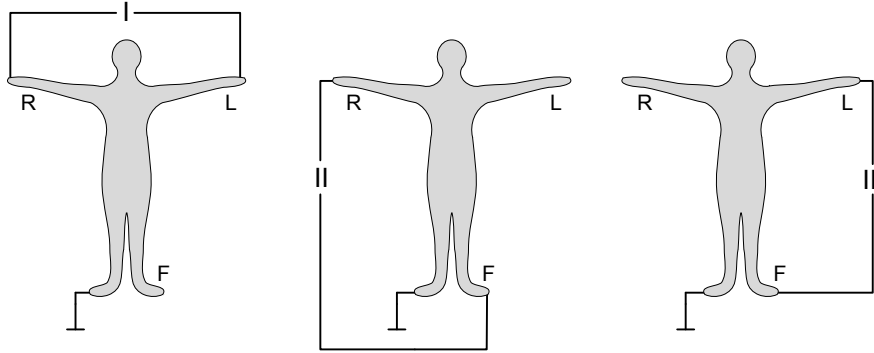


Abbildung 2.11: Ableitungen nach Einthoven.

Die eigentlichen Ableitungen werden nach den folgenden Gleichungen gebildet [88]:

$$V_I = \Phi_L - \Phi_R \quad (2.4)$$

$$V_{II} = \Phi_F - \Phi_R \quad (2.5)$$

$$V_{III} = \Phi_F - \Phi_L \quad (2.6)$$

Über das Kirchhoffsche Gesetz (Maschenregel) gilt zusätzlich:

$$V_I + V_{III} = V_{II} \quad (2.7)$$

Ableitungen nach Goldberger

An den identischen Elektrodenpositionen der Einthoven-Ableitungen werden die Ableitungen nach Goldberger gebildet, wobei jeweils ein Elektrodenpotential auf den Mittelwert der beiden anderen Elektrodenpotentiale bezogen wird [89]. Dadurch wird praktisch eine unipolare Ableitung der jeweiligen Extremität gebildet (Abb. 2.12).

Die Ableitungen werden nach folgenden Gleichungen berechnet [88]:

$$V_{aVR} = \Phi_R - \frac{\Phi_L + \Phi_F}{2} \quad (2.8)$$

$$V_{aVL} = \Phi_L - \frac{\Phi_R + \Phi_F}{2} \quad (2.9)$$

$$V_{aVF} = \Phi_F - \frac{\Phi_R + \Phi_L}{2} \quad (2.10)$$

Durch die Zusammenschaltung der jeweils zwei anderen Elektroden über identische Widerstände wird die Summe bzw. das mittlere Potential gebildet (siehe

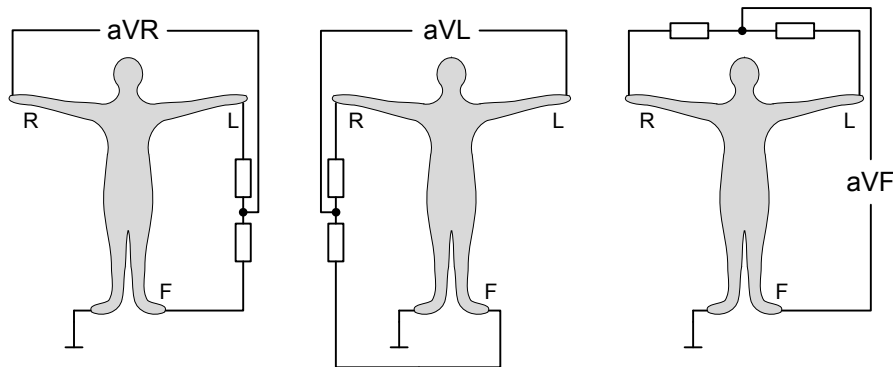


Abbildung 2.12: Ableitungen nach Goldberger.

Abb. 2.12). Mit den drei angebrachten Elektroden können somit nach Einthoven und Goldberger sechs herzferne Ableitungen gebildet werden.

Ableitungen nach Wilson

Sechs weitere Ableitungen ergeben sich durch sechs zusätzliche Elektroden an definierten Positionen auf dem Brustkorb (Abb. 2.13) [90], die aufgrund dieser Position auch als herznahe Ableitungen bezeichnet werden.

Diese sechs Elektroden werden unipolar gegen eine indifferente Elektrode gemessen, die aus der Zusammenschaltung der drei Extremitätenableitungen wieder jeweils über einen Widerstand gebildet wird. Das so gebildete Bezugspotential liegt im Körperzentrum und ändert sich während der Kontraktion des Herzmuskels nicht wesentlich. Allgemein werden die Elektrodenpotentiale mit dem jeweiligen Elektrodenindex i bezeichnet (V_1 - V_6):

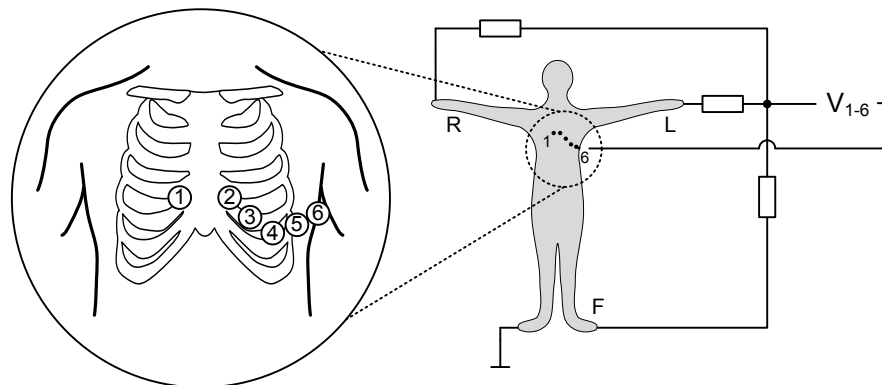


Abbildung 2.13: Ableitungen nach Wilson.

$$V_i = \Phi_i - \frac{\Phi_R + \Phi_L + \Phi_F}{3} \quad (2.11)$$

Zusätzlich kann mit den Ableitungen V_7 bis V_9 , welche auf die Rückseite des Körpers als Fortführung der Ableitungen V_1 - V_6 platziert werden, eine erweiterte Aufnahme insbesondere der hinteren Herzaktivität erfolgen. Diese Ableitungen gehören aber nicht zu den 12 Standardableitungen.

Ableitungen nach Nehb

Ebenfalls herznah liegen die Ableitungen nach Nehb, die aber im Gegensatz zu den Wilsonableitungen bipolar gemessen werden und ursprünglich aus den Einthovenableitungen entstanden sind. Die Elektrode am rechten Arm wird dabei zur zweiten Rippe am Brustbeinansatz verlegt (Φ_1), die des linken Armes auf den Rücken unterhalb der linken Schulterblattspitze (Φ_3) und die des linken Fußes direkt über die Herzspitze (Φ_2). Sie werden nach der folgenden Vorschrift für die drei Ableitungen berechnet (D=Dorsal, A=Anterior, I=Inferior):

$$V_A = \Phi_1 - \Phi_2 \quad (2.12)$$

$$V_I = \Phi_3 - \Phi_2 \quad (2.13)$$

$$V_D = \Phi_1 - \Phi_3 \quad (2.14)$$

Die Ableitungen nach Nehb sind insbesondere zur Registrierung von Ereignissen der Herzhinterwand geeignet [5]. In Abb. 2.14 sind die Positionen der Elektroden sowohl in der Frontalansicht als auch im Schnittbild dargestellt.

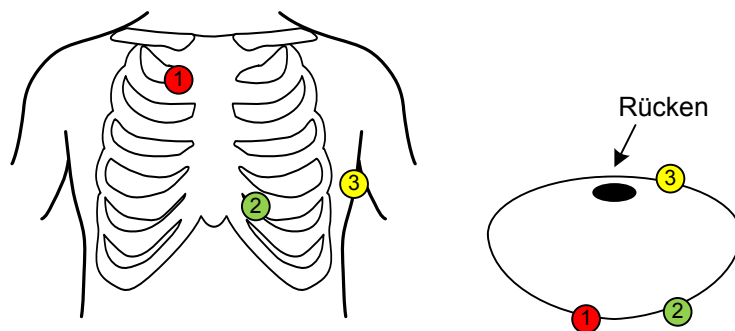


Abbildung 2.14: Ableitungen nach Nehb.

2.2.4 Body Surface Potential Mapping

Für die Messung der Potentialverteilung auf dem Körper wurde das Verfahren des Body Surface Potential Mappings entwickelt. Dabei wird eine große Anzahl von Elektroden auf der Vorderseite des Brustkorbes und meist auch auf der Rückseite des Oberkörpers angebracht, um die räumliche Ausbreitung der Herzerregung besser untersuchen zu können. Die einzelnen Elektroden messen unipolar jeweils ein EKG, die Position jeder Elektrode wird dabei für die Berechnung markiert. Es werden also dreidimensionale elektrische Felder gemessen, die sich zweidimensional auf der Körperoberfläche abbilden und von den Elektroden aufgenommen werden. Aus diesen Signalen wird eine Karte (Mapping) berechnet, die den Verlauf der Potentialverteilung z.B. als Äquipotentiallinien oder farbkodierte Spannungsverteilung abbildet. Die verschiedenen Darstellungsverfahren werden abhängig von den interessierenden physiologischen Parametern gewählt [5]. Je nach benötigter Auflösung kommen Systeme mit bis zu 256 Kanälen zum Einsatz. Zusätzlich ist diese Art der Darstellung im Bereich der Magnetokardiographie (MKG) verbreitet (Abb. 2.15), bei der das MKG nicht galvanisch abgeleitet wird, sondern mit Hilfe hochempfindlicher Magnetfeldsensoren (sogenannten SQUIDS). Die SQUIDS messen die durch im Körper fließende Ströme erzeugten Magnetfelder. Dazu sind mehrere derartige Sensoren in einem Array angeordnet, das MKG wird an der Körperoberfläche berührungslos gemessen [91, 92].

Durch die zusätzliche räumliche Information und die hohe Kanalanzahl lässt sich mehr diagnostische Information aus dem Signal extrahieren als im normalen EKG [94]. Insbesondere für die Untersuchung bei einem Herzinfarkt liefert die BSPM signifikant mehr Informationen zur Infarktlokalisierung [95, 96]. Der Aufwand sowohl beim Anlegen der Elektroden als auch bei der Datenaufnahme und -auswertung beschränkt den klinischen Einsatz trotz der Mehrinformation im Vergleich zum 12-Kanal-EKG aber auf einige Spezialgebiete. Auch die MKG-Messung ist wegen der benötigten magnetischen Abschirmkammer und des Aufbaus zur Kühlung der supraleitenden Sensoren sehr aufwändig und teuer.

Des Weiteren wird die elektrische Potentialverteilung nicht nur von der eigentlichen Herzerregung beeinflusst, sondern auch von der räumlichen Verteilung der Leitfähigkeit des Gewebes, die von Patient zu Patient unterschiedlich ist [5]. In der Forschung hingegen bringt die BSPM-Messung wichtige Informationen zum Verständnis der eigentlichen Herzerregung und kann darüber hinaus zur Weiterentwicklung von Ableitungssystemen verwendet werden. Insbesondere bei der Suche nach optimalen Positionen mit maximaler diagnostischer Information in Anwendungen

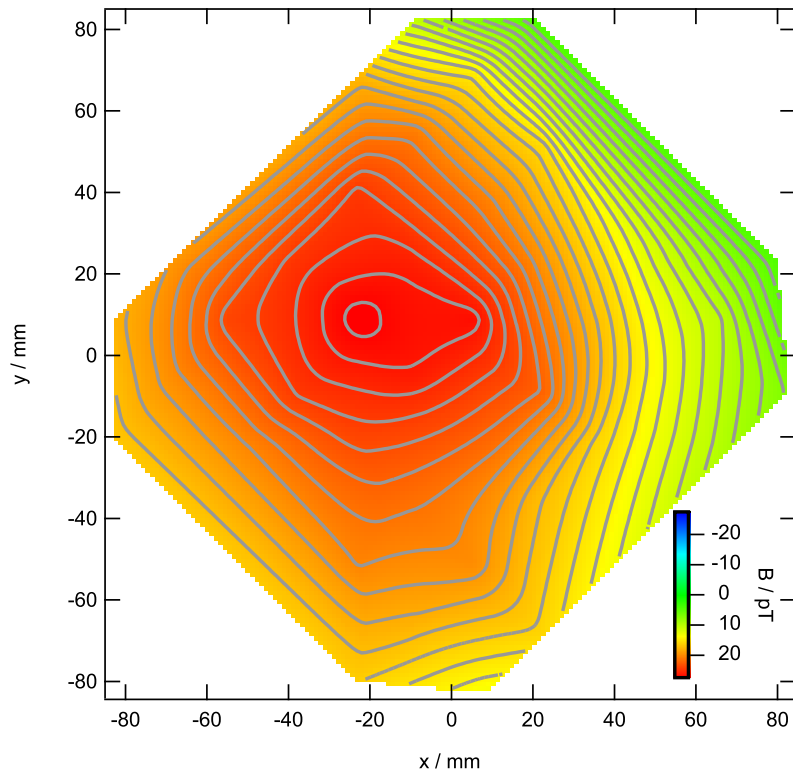


Abbildung 2.15: BSPM-Messung mit 40 Kanälen, gemessen über dem Herzen mit einem MKG [93].

mit wenigen vorhandenen Elektroden, z.B. bei der Integration textiler Elektroden in Kleidung, können BSPM-Messungen wichtige Informationen liefern [97, 98].

2.3 EEG-Messung

Neben der Messung der Herzaktivität im EKG ist insbesondere im Bereich der Neurologie die Messung der Gehirntätigkeit mit Hilfe des Elektroenzephalogramms (EEG) von besonderer Bedeutung. Zur Messung der Gehirnaktivität stehen unterschiedliche invasive und nichtinvasive Verfahren zur Verfügung, neben dem klassischen, galvanisch gemessenen EEG sei hier analog zum MKG die Magnetoenzephalographie (MEG) und die funktionelle Magnetresonanztomographie (fMRT oder engl. fMRI) genannt. Der Schwerpunkt soll hier aber auf der klassischen EEG-Messung liegen, da dieses Verfahren das am weitesten verbreitete Messverfahren ist und dessen direkte Alternative auf Elektrodenseite die kapazitive Messung ist. Ähnlich wie beim EKG soll hier nur auf die Messung des EEGs und die dort zu erwartenden Signale eingegangen werden und für die physiologischen Grundlagen auf einschlägige Literatur

verwiesen werden [99, 100, 101, 102]. Eine kurze Einführung zur Signalentstehung und zur Lokalisierung im Gehirn soll hier gegeben werden, da dies zum Verständnis der später in dieser Arbeit genutzten EEG-Signale beiträgt.

2.3.1 Grundlagen Neurophysiologie

Die kognitive Leistung des Gehirns ist das Ergebnis des Zusammenwirkens von etwa 100 Milliarden einzelnen Nervenzellen (Neuronen), die die unterschiedlichsten Aufgaben des Gehirns steuern und ausführen. Als zentrales Organ des Zentralnervensystems ist es für alle bewussten und unbewussten Handlungen zuständig, verarbeitet sämtliche Sinneseindrücke und beinhaltet das menschliche Gedächtnis. Dabei ist das Gehirn in einzelne Hirnareale aufgeteilt, in denen wiederum unterschiedliche Funktionen liegen, wobei dort keine scharfe Abgrenzung existiert (siehe Abb. 2.16).

Die eigentliche Signalverarbeitung geschieht aber auf mikroskopischer Ebene durch die Neuronen. Abb. 2.17 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines Neurons in einer vereinfachten Darstellung. Grundsätzlich besteht ein Neuron aus einer Zelle mit mehreren Eingängen (Dendriten) und einem Ausgang (Axon), der wiederum mit Dendriten weiterer Neuronen verbunden ist und die elektrischen Signale dorthin weiterleitet. Diese Weiterleitung geschieht mittels einer zwischengeschalteten chemischen Übertragung, die die Reizweiterleitung lediglich in Richtung vom Axon der präsynaptischen Zelle zum Dendriten der postsynaptischen Zelle ermöglicht und damit eine

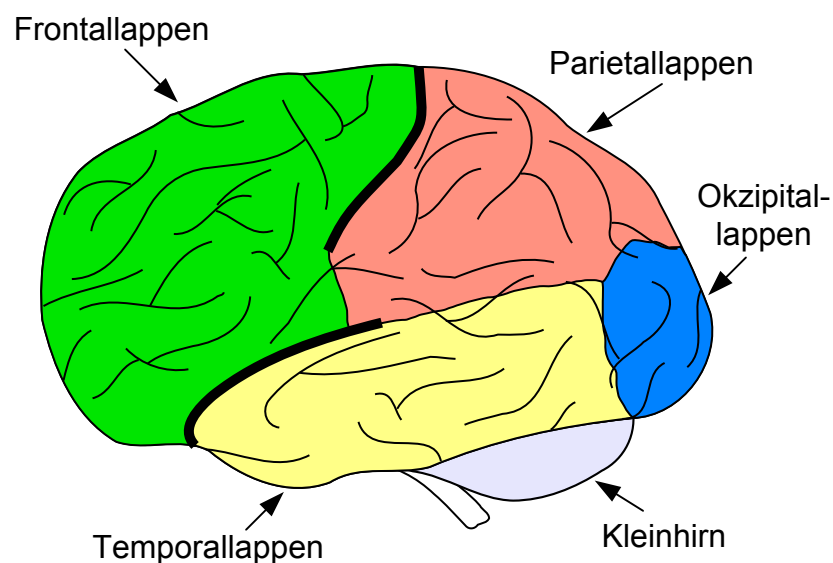


Abbildung 2.16: Hirnareale mit Bezeichnungen.

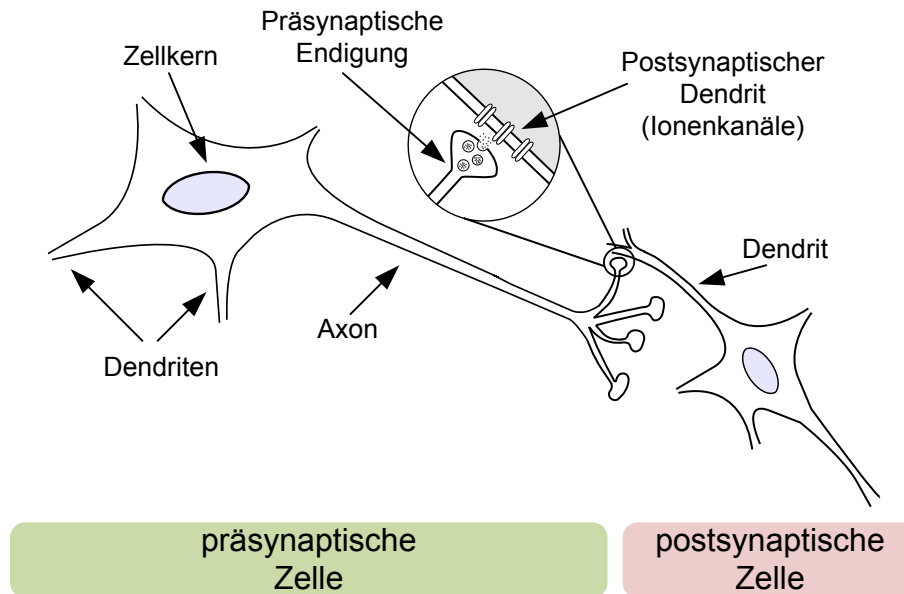


Abbildung 2.17: Signalübertragung zwischen prä- und postsynaptischem Neuron.

Signalfflussrichtung vorgibt. Diese chemische Schnittstelle liegt in der Synapse, der Schnittstelle zwischen den beiden Zellen, im sogenannten synaptischen Spalt. Ein vom Axon kommender Reiz sorgt in der präsynaptischen Endigung für eine Ausschüttung sogenannter Neurotransmitter, die eine chemische Triggerung der Ionenkanäle im postsynaptischen Dendrit auslösen und somit die elektrische Reizweiterleitung in das postsynaptische Neuron starten. Eine Summation solcher Erregungssignale kann nun das nächste Neuron zu einer Reizweiterleitung über ein sogenanntes Aktionspotential anregen, das wiederum über dessen Axon weitergeführt wird. Dabei ist eine synchrone Depolarisation (Erregung) vieler Neuronen nötig, um auch von außen derartige Signale messen zu können, wobei die Signale im Gehirn zunächst kapazitiv über die isolierende Schädeldecke auf die Kopfhaut überkoppeln und dort die Grundlage für die eigentliche EEG-Messung bilden [99, 101].

2.3.2 Elektroenzephalographie

Die Grundlagen für die heutige EEG-Messung wurden bereits 1924 durch den deutschen Arzt Hans Berger mit der ersten Messung der menschlichen Gehirnsignale gelegt [103]. In den folgenden Jahren und Jahrzehnten wurde das EEG bezüglich Ortsauflösung, Messempfindlichkeit und nicht zuletzt der Signalauswertung immer weiterentwickelt, so dass nach und nach neue Phänomene und Signale entdeckt bzw. nachgewiesen werden konnten. Heute kann man auf ein weitgehend standardisiertes

Messverfahren zurückgreifen, welches im klinischen Alltag diagnostisch eingesetzt wird.

Die typische EEG-Aufnahme basiert auf der Messung von Potentialdifferenzen einzelner auf der Kopfoberfläche platzierter Elektroden gegen eine gemeinsame Referenzelektrode. Es können aber auch Differenzen zwischen Einzelelektroden oder gegen eine Summenreferenz ähnlich der Messung bei den Wilson-Ableitungen im EKG durchgeführt werden. Da die EEG-Signale mit einigen μV sehr klein sind, werden meist Ag/AgCl-Elektroden eingesetzt, um den Übergangswiderstand zur Haut möglichst gering zu halten. Für Kontaktwiderstände im Bereich von $10\text{ k}\Omega$ muss üblicherweise vor dem Aufbringen des Elektrolyten ein sogenanntes Abrasivgel eingesetzt werden, um durch Aufrauung der oberen Hautschichten und Entfernung abgestorbener Haut eine möglichst ideale galvanische Kopplung zu realisieren. Die Elektroden selber werden nach einem international standardisierten System auf dem Kopf angebracht, um eine möglichst hohe Vergleichbarkeit der Messungen zu gewährleisten. Die Basis dafür liefert das 10-20-System, welches den Kopf ausgehend von Referenzpunkten in Sektoren von 20% bzw. 10% einteilt und so feste Elektrodenpositionen vorgibt (siehe Abb. 2.18).

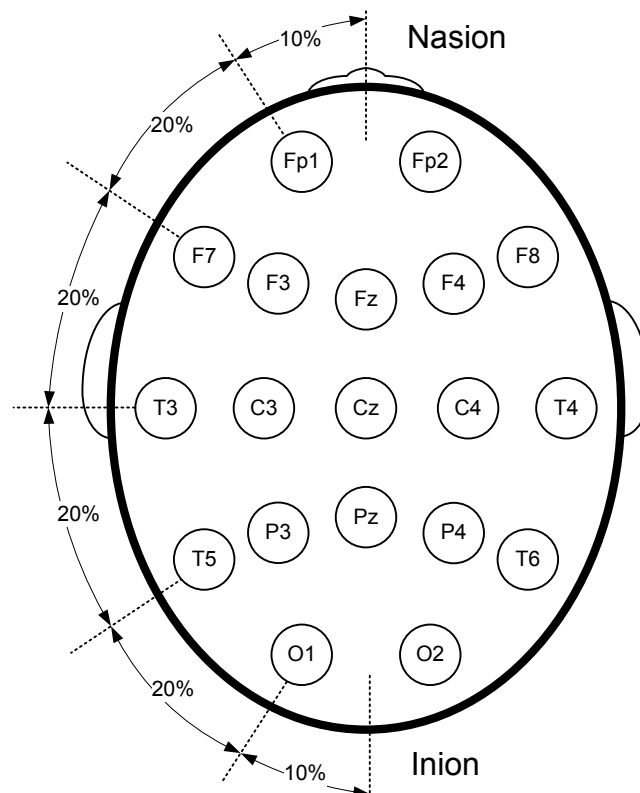


Abbildung 2.18: Elektrodenpositionen nach dem 10-20-System.

Die Nomenklatur orientiert sich dabei an den in Abb. 2.16 dargestellten funktionellen Hirnregionen, wobei die linke Hirnhälfte mit ungeraden, die rechte Hirnhälfte mit geraden Zahlen indiziert wird. Die mittleren Elektroden werden mit „z“ wie zentral bezeichnet. Diese 19 Elektrodenpositionen bilden die Basis für weitere Standardpositionen, die dann anhand von erweiterten 10-20 Anordnungen die einzelnen Sektoren feiner auflösen (z.B. 10-10 mit 10% Aufteilung) und so eine Abdeckung des Kopfes mit bis zu 256 Kanälen möglich ist. Im Klinik- und Forschungsalltag sind aber eher Elektrodenzahlen bis 64 oder selten auch 128 Kanälen üblich, oft werden nur einige wenige Kanäle verwendet, um die Vorbereitungszeit zu verkürzen. Für einige Signale sind lediglich zwei differentiell gemessene Elektroden ausreichend. Die Signale werden üblicherweise simultan mit einem EEG-Verstärker aufgenommen, wobei Abtastfrequenzen im Bereich von 250-1000 Hz üblich sind und die Signale mit Verstärkungsfaktoren deutlich über 1000 vorverstärkt werden. Im Anschluss werden sie analog/digital umgesetzt, bevor sie standardmäßig in einem PC weiterverarbeitet und diagnostisch ausgewertet werden.

2.3.3 Signale im EEG

Da die Reize, die von außen auf das Gehirn einwirken, sehr vielfältig sind, weist auch die Form der einzelnen Signale, die außen mittels EEG gemessen werden, eine große Vielfalt auf. Das gilt sowohl für die Form und Frequenz der Signale als auch für die eigentliche Größe und ist damit besonders wichtig für die Messbarkeit der Signale. So lassen sich einige Signale direkt im EEG erkennen, andere hingegen können erst nach aufwendiger Signalverarbeitung oder nach einer Vielzahl von Messungen mit anschließender Mittelung zur Reduzierung des Rauschens sichtbar gemacht werden.

Frequenzbänder und Grundaktivität

Grundsätzlich werden die EEG-Signale in fünf Frequenzbereiche eingeteilt, wobei je nach Autor weitere Unterteilungen möglich sind (Tabelle 2.1).

Frequenzband	Frequenz in Hz
δ	0,5-4
θ	4-8
α	8-13
β	13-30
γ	30-60

Tabelle 2.1: Frequenzbänder im EEG.

Besonders relevant ist dabei die α -Aktivität, die ein Maß für den Entspannungsgrad des Gehirns bzw. des Patientens ist und insbesondere durch visuelle Reize beeinflussbar ist. Eine starke α -Aktivität liegt bei geschlossenen Augen vor, da in diesem Fall kein optischer Reiz vorliegt. Die Ableitung des α -Rhythmus erfolgt hauptsächlich in der Okzipitalregion im Hinterkopfbereich, wo sich die Verarbeitung der Sehnerven befindet. Im selben Frequenzbereich wie die α -Aktivität liegt allerdings auch die μ -Aktivität, die besonders bei motorischen Bewegungen auftritt und nicht auf visuelle Reize reagiert. Sie lässt sich im Gegensatz zum α -Rhythmus über dem motorischen Cortex seitlich am Kopf ableiten und ist somit auch örtlich von der α -Aktivität (in gewissen Grenzen) trennbar. Da die α -Aktivität wie viele EEG-Signale bei unterschiedlichen Probanden auch unterschiedlich stark ausgeprägt ist, kann es auch außerhalb des okzipitalen Cortex noch nachweisbare α -Komponenten geben. Der α -Rhythmus gehört bei etwa 85% der Menschen zur Grundaktivität des Gehirns [101].

Evozierte Potentiale

Neben der Grundaktivität ist es aber auch möglich, Potentialänderungen im EEG durch äußere Reize hervorzurufen, die dann als ereigniskorrelierte Potentiale bezeichnet werden. Neben den Potentialen, die durch kognitive Prozesse hervorgerufen werden (z.B. P300) sind insbesondere die evozierten Potentiale (EP) von besonderer Bedeutung, da sie sich gut reproduzieren lassen. Zu den EPs gehören die visuell evozierten Potentiale (VEP), die akustisch evozierten Potentiale (AEP) und die sensorisch evozierten Potentiale (SEP). Beispielhaft sollen hier die VEPs vorgestellt werden, wobei die einzelnen EPs sich sowohl durch die Art der Stimulation als auch durch die Signalform unterscheiden [4]. Bei den VEPs wird zur Stimulation z.B. eine Blitzlampe (Helligkeitsstimulation) oder ein blinkendes Muster (Musterstimulation) verwendet. Dieser Reiz wird von den Neuronen im okzipitalen Cortex registriert und führt in den dort angebrachten EEG-Elektroden zu einem transienten Detektionssignal mit einer charakteristischen Hauptkomponente bei 100 ms (Abb. 2.19) [104].

Dieses transiente Signal folgt jeder Stimulation. Wird allerdings die Stimulationsfrequenz erhöht, gehen ab typischerweise 6 Hz die transienten Einzelantworten in einen eingeschwungenen Zustand über, welcher dann als SSVEP (Steady-State-Visual-Evoked-Potential) bezeichnet wird. Stimulationsfrequenz und SSVEP Frequenz stimmen überein. Ab etwa 40 Hz (probandenabhängig) verschwindet dieses Signal allerdings wieder, da das Auge keine Einzelereignisse mehr auflösen kann. Im EEG-Signal können zusätzlich Harmonische der Grundschiwingung auftreten, die zur Detektion verwendet werden können [105, 106, 107].

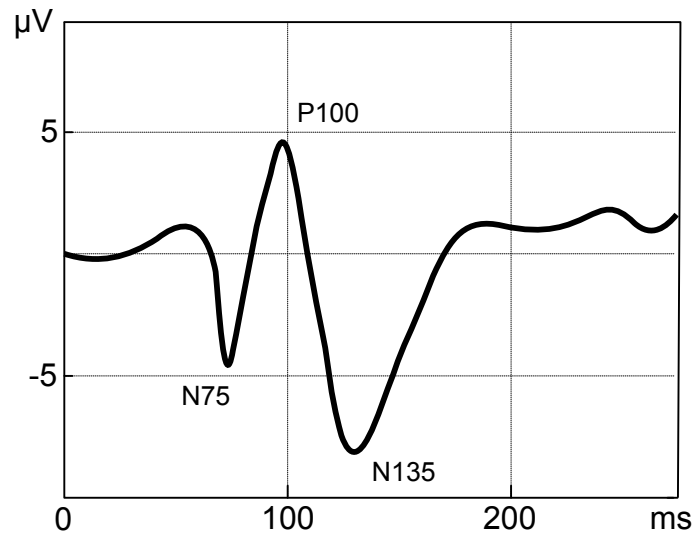


Abbildung 2.19: EEG eines VEPs.

Artefakte im EEG

Durch die geringe Amplitude der EEG-Signale und die dadurch bedingte hohe Empfindlichkeit treten insbesondere bei der EEG-Messung verschiedene Artefakte auf, die hier kurz angesprochen werden sollen. Insbesondere im Frontalbereich überlagert sich das Elektrookulogramm (EOG), welches sich durch Augenbewegung und die damit verbundene räumliche Änderung des sogenannten korneoretinalen Dipols ergibt. Dies ist der Dipol, der sich als Summe aller Membranpotentiale im Auge ergibt und dessen Richtungsänderung eine Potentialänderung an den EEG-Elektroden verursacht. Sämtliche Muskelaktivitäten z.B. im Nacken- oder Kieferbereich koppeln als EMG in das Messsignal ein. Dies lässt sich durch Aufklärung des Patienten gut vermeiden. Durch das EKG bzw. den Puls kommt es ebenfalls zu Artefakten, die meist mit Hilfe einer simultanen EKG-Aufzeichnung zugeordnet und wenn möglich im Nachhinein unterdrückt werden können. Zusätzlich können so Anomalien im EKG, die während der Messung auftreten, berücksichtigt werden. Störungen, die von außen in das System einkoppeln, können durch geeigneten Aufbau der Verstärker, durch Verwendung von aktiven Elektroden (vgl. Kap. 2.1.3) und durch Anwendung von entsprechenden Filtern (z.B. 50/60 Hz) reduziert bzw. unterdrückt werden.

2.4 Brain-Computer Interface

Neben der Anwendung im klinischen Bereich zur Diagnostik und neurologischen Forschung existieren weitere Gebiete, in denen die Auswertung des EEGs von Interesse ist, insbesondere in der Psychologie, im Bereich des Bio-Feedbacks oder aber für die Realisierung eines sogenannten Brain-Computer Interfaces (BCI). Letzteres ist insbesondere für Menschen mit schwerer körperlicher Behinderung von Interesse, da diese bei einigen Krankheiten durch komplette Muskellähmungen stark in den Mitteln zur Kommunikation eingeschränkt sind. Nicht nur für diese Menschen kann mit Hilfe einer direkten Schnittstelle vom Gehirn zu einem Computer ein neuer Kommunikationskanal geschaffen werden, um entweder mit anderen Menschen besser kommunizieren zu können oder aber um z.B. eine Steuerung von Prothesen oder eines Rollstuhls zu realisieren. Daneben sind Anwendungen als allgemeines Interface neben Tastatur oder Maus zur Steuerung des Computers denkbar, z.B. im Bereich der Computerspiele.

2.4.1 Definition

Definitionsgemäß handelt es sich bei einem BCI um ein Kommunikationssystem, bei dem ein Individuum eine Nachricht mit Hilfe des Gehirns sendet, diese aber nicht auf normalen Weg verarbeitet wird (Muskeln, peripheres Nervensystem), sondern direkt von einem Computer registriert wird [108]. Diese Registrierung kann beispielsweise im EEG passieren, genauso werden aber auch MEG, fMRT oder aber invasive Verfahren wie z.B. ECoG verwendet [109, 110]. Grundsätzlich lassen sich BCIs in zwei Kategorien einordnen. Zum einen abhängige BCIs, die Gehirnsignale nutzen, die durch einen externen Reiz generiert werden und zu deren Steuerung eine Muskelbewegung (z.B. Augen) benötigt wird, um den Reiz auszuwählen. Diese Muskelsignale könnten somit auch direkt abgeleitet und zur Steuerung genutzt werden. Zum anderen existieren unabhängige BCIs, bei denen das Gehirnsignal nur durch willentliche Beeinflussung generiert wird und keine externen Ableitung z.B. von EMG-Signalen möglich ist [108]. Grundsätzlich gibt es unterschiedliche Modelle, die die Funktion eines generellen BCIs beschreiben [111], wobei sich Abb. 2.20 an dem Ansatz des BCI 2000-Systems orientiert [112].

Das Signal des Gehirns wird dabei von der Datenaufnahme aufgezeichnet und in digitaler Form einer Signalverarbeitungseinheit zur Verfügung gestellt. Diese Signalverarbeitung extrahiert aus den Signalen Merkmale (Features), die im Rahmen einer Klassifizierung in Steuerkommandos übersetzt werden. Anschließend wird dem

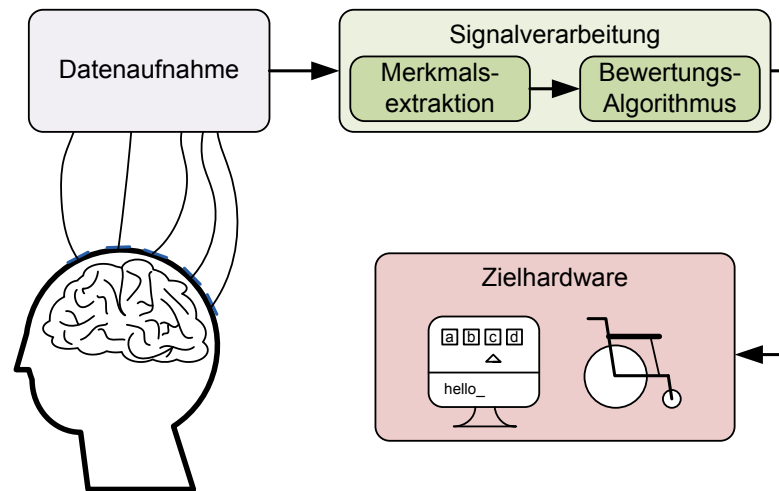


Abbildung 2.20: Blockdiagramm eines BCI 2000-Systems (nach [112]).

Nutzer durch Steuerung z.B. einer Prothese oder eines Rollstuhls oder aber durch eine Anzeige auf einem Bildschirm ein Feedback gegeben. Je nach System wird eine Stimulation des Probanden eingesetzt oder auch nicht.

2.4.2 EEG Signale für ein BCI

Für das eigentliche Steuersignal können unterschiedliche Prozesse im Gehirn genutzt werden, wobei im Folgenden die am meisten verwendeten Verfahren anhand von Beispielen kurz vorgestellt werden. Ein besonderer Schwerpunkt liegt dabei auf den in dieser Arbeit verwendeten SSVEPs.

Slow cortical potentials (SCP)

Diese Potentiale nehmen sowohl im Bezug auf die Zeitkonstante (0,3 s bis mehrere s) als auch auf die Amplitude ($>100 \mu\text{V}$) eine Sonderstellung unter den EEG-Signalen ein. Es handelt sich um sowohl negativ als auch positiv auftretende Ladungsverschiebungen, wobei negative SCPs ihre Ursache in Bewegungen haben, positive SCPs hingegen mit reduzierter Gehirnaktivität zusammenhängen. Mit Hilfe von Training lassen sich die SCPs kontrollieren, indem dem Probanden mittels Feedback die SCP-Reaktion zunächst auf Stimuli-Ereignisse zurückgemeldet wird. Anschließend wird durch Steuerung z.B. eines Cursors mittels der nun kontrollierten SCPs diese SCP-Reaktion trainiert und verbessert [113]. Dabei werden auch gewisse motorische und kognitive Aufgaben durchgeführt, um die Reaktion des Gehirns zu beobachten. Es muss dabei keine definierte Vorstellung (z.B. einer Bewegung) oder Aufgabe existie-

ren, mit denen die entsprechenden Potentiale (entweder in der Polarität oder Amplitude) kontrolliert werden. Gemessen wird dabei insbesondere über dem motorischen Cortex [114]. Dabei reicht oft eine Elektrode zur Messung aus. Durch die Kontrolle der SCPs kann eine Entscheidung durch den Probanden mittels der SCP Amplitude erfolgen und so z.B. eine Schreibmaschine gesteuert werden [115]. Grundsätzlich setzt die Kontrolle der SCPs eine teils mehrstündige und wiederholte Trainingsphase voraus, wobei die Trainingssitzungen über einen längeren Zeitraum verteilt werden und die benötigte Trainingszeit von Proband zu Proband unterschiedlich ist.

Bereitschaftspotentiale (BP)

Bereitschaftspotentiale sind ebenfalls langsame Potentialänderungen mit einer Amplitude im Bereich einiger μV , die im Zusammenhang der Planung von ausgeführten oder auch vorgestellten Bewegungen auftreten. Diese negative Potentialänderung tritt abhängig von der lateralen Position der Bewegung (z.B. rechte/linke Hand) entsprechend komplementär im EEG auf. Sie wird insbesondere im motorischen Cortex gemessen und kann durch vorgestellte Bewegungen zur Steuerung eines BCIs verwendet werden [116, 117].

β - und μ -Rhythmus

Der μ -Rhythmus ist eine EEG-Signalkomponente, die über dem sensomotorischen Cortex gemessen wird und im Frequenzbereich von 10-12Hz liegt. Die erste Harmonische dieses Signals liegt im β -Band bei 20-24Hz. Die Stärke des μ -Rhythmus lässt sich durch eine Planung, Ausführung oder aber auch Vorstellung einer Bewegung der Extremitäten verringern (sogenannte Desynchronisierung) [118, 119]. Für die Verwendung in einem BCI-System wird dieser Rhythmus aus dem EEG extrahiert und zur Steuerung z.B. eines Cursors eingesetzt. Dabei besteht Möglichkeit, den Proband vorher lernen zu lassen den μ -Rhythmus entsprechend zu kontrollieren, indem er sich verschiedene Bewegungen vorstellt. Abhängig von der Bewegung treten die Desynchronisationen des μ -Rhythmus als örtlich unterschiedliche Verteilungen (Spatial Patterns) im EEG auf. Dies wird meist durch ein Feedback-System durchgeführt, bei dem der Proband die Reaktion im EEG nach vorgestellten Bewegungen auf einem Bildschirm zurückgemeldet bekommt und so lernt, die Steuerungsaufgabe zu kontrollieren [120]. Grundsätzlich geht die Entwicklung derartiger Systeme sowohl in Richtung verkürzter Trainingszeit bis hin zur Messung untrainierter Probanden [121, 122, 123], als auch in Richtung einer minimaler Elektrodenanzahl im EEG, um die praktische Anwendbarkeit zu erhöhen [124, 125].

P300 evozierte Potentiale

Ereigniskorrelierte Potentiale (engl. event-related potentials, ERP) treten in Zusammenhang mit der Sinneswahrnehmung und bei kognitiven Prozessen auf. Es existieren verschiedene zeitliche Komponenten, die nach der Polarität und dem Zeitpunkt des Auftretens bezeichnet werden. Eine positive Komponente im EEG mit einem Maximum 300 ms nach Auftreten des Reizes wird dabei als P300 bezeichnet und hat eine besondere Bedeutung im Zusammenhang mit der kognitiven Wahrnehmung. Sie tritt insbesondere bei seltenen erwarteten oder unerwarteten Ereignissen auf, wobei diese Reize z.B. visuell oder auditiv dargeboten werden können. Die Amplitude der P300-Komponente ist insbesondere dann groß, wenn diese seltenen Reize zwischen häufigen und erwarteten Reizen auftreten. Die Amplitude steigt also mit der Unerwartbarkeit bzw. Unvorhersehbarkeit des Ziel-Reizes [126]. Es lässt sich aber auch nutzen, um aus einer Anzahl verschiedener Reize einen relevanten, vorher vom Probanden ausgewählten Reiz, durch eine P300-Komponente im EEG sichtbar zu machen. Als EEG-Kanäle werden hauptsächlich solche im parietalen Bereich verwendet, da hier die Signalausprägung am deutlichsten ist. Das Prinzip wird insbesondere bei Schreibhilfen auf P300-Basis verwendet. Dem Nutzer wird auf einem Bildschirm eine Buchstabenmatrix angezeigt, die das Alphabet auf mehrere Zeilen und Spalten aufteilt. Diese Zeilen und Spalten leuchten nun nacheinander für eine kurze Zeit auf. Bei der Spalte bzw. Zeile, die den vom Nutzer ausgewählten Buchstaben enthält, ist eine P300 nachweisbar. Daraus lässt sich der Ziel-Buchstabe ermitteln. Wichtig dabei ist, dass Spalten und Zeilen möglichst zufällig aufleuchten, um das Ereignis für die P300 unvorhersehbar zu machen und damit bezüglich der Signalamplitude möglichst zu maximieren [127]. Neben dem Schreiben mit einer Schreibmatrix ist auch eine Cursorsteuerung mittels aufleuchtender Steuerpfeile realisierbar [128].

VEPs und SSVEPs

Bei der Verwendung von SSVEPs für eine BCI-Steuerung werden üblicherweise mehrere Stimuli mit unterschiedlichen Frequenzen verwendet. Der Bereich der verwendeten Frequenzen reicht dabei von 6 Hz bis maximal 43 Hz, wobei in den unterschiedlichen Systemen oft nur ein Teilbereich des Spektrums abgedeckt bzw. verwendet wird. Auch bei der Darbietung der Stimuli gibt es verschiedene Ansätze. Eine Möglichkeit sind mit unterschiedlicher Frequenz blinkende LEDs, welche entweder einzeln oder als Matrix angeordnet werden [129, 130, 131]. Die zweite, verbreitetere Art der Stimulation ist die Darbietung der Stimuli auf einem Bildschirm, wobei sowohl Röhrenmonitore (CRT) als auch TFT-Bildschirm zum Einsatz kommen [132, 133, 134]. Im

Vergleich der verschiedenen Stimuli sind LEDs besonders wegen der hohen SSVEP-Amplitude und der fehlenden Interferenzen für Systeme mit vielen unterschiedlichen Stimuli am geeignetsten (z.B. 5x5-Matrix), wobei Stimuli auf Basis von CRT und TFT grundsätzlich leichter zu realisieren sind, da eine reine Softwarelösung möglich ist. Allerdings treten aufgrund der Bildwiederholfrequenzen Interferenzen auf, die sich störend auf die SSVEP-Detektion auswirken können. Aufgrund der höheren möglichen Bildwiederholfrequenz bei CRTs sind grundsätzlich höhere Frequenzen möglich, für TFTs spricht die bessere Verträglichkeit für die Augen insbesondere bei längeren Messungen. TFT und CRT kommen meist bei Systemen mit wenigen Stimuli (typisch 2-4) zum Einsatz [135]. Bei den Software-basierten Systemen werden unterschiedliche Formen der Reizdarbietung verwendet, wobei insbesondere Schachbrettmuster (Musterumkehrstimulation) verbreitet sind. Mehrere Muster an verschiedenen Positionen des Bildschirms mit jeweils unterschiedlichen Frequenzen ermöglichen eine Auswahl oder Navigation mit mehreren Wahlmöglichkeiten bzw. Richtungen [136, 132, 137]. Zur Messung des EEGs sind hauptsächlich die Elektroden über dem okzipitalen Cortex geeignet, wobei je nach Auswertungsansatz einzelne Elektroden (meist Oz, O1, oder O2) [131, 136, 138] bis hin zu 10 und mehr Elektroden verwendet werden [139, 128]. Weiterhin wurden Untersuchungen zur geeigneten Auswahl von Elektroden bei unterschiedlichen Probanden durchgeführt [140]. Grundsätzlich handelt es sich bei SSVEP-Systemen um sogenannte abhängige BCIs, da neben der Fokussierung und der damit verbundenen Konzentration auf den entsprechenden Reiz eine Augenbewegung Voraussetzung für eine entsprechende Musterauswahl ist. Somit könnte das Steuersignal auch mit Hilfe von EOGs oder Eyetrackern gewonnen werden [141]. Eine Lösung für ein unabhängiges BCI auf SSVEP-Basis wäre eine überlagerte Stimulation in einem Muster, die eine Fokussierung ohne Augenbewegung ermöglichen würden. Dazu wurden mit Hilfe horizontaler und vertikaler Linien Muster konstruiert, bei denen die jeweiligen Linien in den entsprechenden Koordinaten mit unterschiedlichen Frequenzen blinken. Das Ergebnis war zwar positiv, brachte aber nicht für alle Probanden brauchbare Ergebnisse, so dass eine unabhängige Realisierung noch aussteht [142].

Bevor eine Feedbackmessung mit einem SSVEP-BCI möglich ist, wird auch hier ein, wenn auch recht kurzes, Training benötigt, um den Detektions-Algorithmus an den jeweiligen Probanden anzupassen. Dabei wird auch gelegentlich eine Messung des α -Bandes vorgenommen, um Überlagerungen mit den SSVEP-Frequenzen zu vermeiden. Auch die Empfindlichkeit auf unterschiedliche Stimulationsfrequenzen unterscheidet sich von Proband zu Proband, so dass auch eine Art Sweep-Messung, bei der dem Probanden Stimuli über einen breiten Frequenzbereich nacheinander

angeboten werden, sinnvoll sein kann. Anhand dieser Ergebnisse kann im Anschluss diejenige Frequenz ermittelt werden, die den größten Signal-Rausch-Abstand realisiert [140, 132]. Es werden sehr unterschiedliche Auswertalgorithmien eingesetzt, als Beispiel sei hier die Wavelet-Analyse genannt [143, 144]. Mit LED-Matrix-Systemen lassen sich bei ausgewählten Probanden Transferraten mit 60 Bit/min erreichen, wobei im Mittel eher 20-30 Bit/min realistisch sind [138, 129]. Als Anwendungen für SSVEP-BCIs wurden ähnlich zu den anderen Systemen insbesondere Navigationslösungen (z.B. Karten oder 3D-Virtual-Reality-Systeme), aber auch die Steuerung von Spielen demonstriert [132, 137, 139]. Bei den LED-Matrixsystemen bietet sich eher die Nutzung als Schreib- oder Telefonwählfhilfe an, da hier zwischen sehr vielen Tasten/LEDs unterschieden werden kann [138, 129]. Ebenfalls denkbar ist der Einbau in Prothesen, um so durch Fokussierung des korrespondierenden Bereichs die Prothese gezielt zu steuern [145].

2.4.3 Signalverarbeitung

Insbesondere bei der Auswertung der EEG-Signale im Allgemeinen und der SSVEP-Signale im Speziellen sind zahlreiche Algorithmen gebräuchlich. Basierend auf den Grundlagen der Signalverarbeitung soll hier nur auf zwei in dieser Arbeit verwendete Verfahren eingegangen werden, um in späteren Kapiteln auf die Darstellung der Grundlagen verzichten zu können. Zum einen handelt es sich dabei um die sogenannte „Independent Component Analysis“ (ICA), die zur Vorverarbeitung der Daten und Reduktion von Störungen eingesetzt wird. Zum anderen um ein auf „Support Vector Machines“ (SVM) basierendes Verfahren aus dem Bereich des maschinellen Lernens, das beim BCI-System zur Klassifizierung eingesetzt wird.

Independent Component Analysis

Die ICA ist ein Verfahren aus dem Bereich der Quellenseparation (engl. Blind Source Separation, BSS). Dabei geht es im Beispiel einer Messung darum, aus einem mehrdimensionalen Datensatz von Messkanälen mittels statistischer Verfahren auf die zugrunde liegenden Quellen zurückzurechnen. Es wird vorausgesetzt, dass die Daten als lineare Mischung dieser Quellen entstanden sind:

$$\mathbf{x} = \mathbf{A}\mathbf{s} \quad (2.15)$$

Hierbei stellen die Vektoren \mathbf{x} und \mathbf{s} Zufallsvariablen dar, wobei \mathbf{x} die gemessenen Daten aus n Kanälen und \mathbf{s} die m Quellsignale beschreibt. Die Matrix \mathbf{A} wird als Mischmatrix bezeichnet. Ziel ist es nun, die Mischmatrix \mathbf{A} und die Quellen \mathbf{s} alleine

aus den Messkanälen \mathbf{x} zu bestimmen, ohne das Verhalten des Übertragungskanals zu kennen. Bei der ICA wird vorausgesetzt, dass die Quellsignale statistisch voneinander unabhängig sind. Es wird also eine Matrix \mathbf{B} gesucht, die die inverse Matrix von \mathbf{A} ist:

$$\mathbf{s} = \mathbf{B}\mathbf{x} \quad (2.16)$$

Dies setzt allerdings eine Invertierbarkeit der Matrix \mathbf{A} voraus, was allgemein nicht angenommen werden kann. Erlaubt man aber Permutationen der Quellsignale und eine lineare Skalierung, ist die Invertierbarkeit gewährleistet, ohne dass relevante Informationen verloren gehen. Insbesondere die für die ICA geltende Voraussetzung, dass genauso viele Komponenten angenommen werden müssen, wie Messkanäle zur Verfügung stehen und damit die Matrizen \mathbf{A} und \mathbf{B} automatisch quadratisch sind, erleichtert die Bestimmung der inversen Matrix von \mathbf{A} erheblich. Neben dieser Voraussetzung und der für die Komponenten geltenden statistischen Unabhängigkeit existiert eine dritte Voraussetzung, nämlich dass den unabhängigen Komponenten nicht-gaußförmige Verteilungen zugrunde liegen. Dies ist deshalb wichtig, da die für die ICA-Berechnungen genutzten Statistiken höherer Ordnung für gaußförmige Verteilungen verschwinden und damit eine Berechnung unmöglich ist [146, 147].

Bevor die eigentliche ICA durchgeführt wird, sind für bessere Ergebnisse Vorverarbeitungsschritte notwendig. Einer dieser Schritte ist die Durchführung einer Hauptkomponentenanalyse (engl. Principal Component Analysis, PCA), bei der eine orthogonale Basis gesucht wird, die die resultierenden Dimensionen nach Informationsgehalt sortiert. D.h. der erste Basisvektor besitzt die größte Varianz, der zweite die zweithöchste usw.. Diese orthogonale Basis lässt sich durch Projektion der Originaldaten erhalten. Die PCA trennt dabei lediglich Quellen, die orthogonal vermischt sind und sorgt dafür, dass die Daten dekorreliert werden. Für normalverteilte Daten wäre dies mit der statistischen Unabhängigkeit gleichzusetzen, für den hier vorliegenden Fall sind die Komponenten allgemein weiterhin statistisch abhängig.

Ein weiterer Schritt ist das sogenannte Pre-Whitening. Ein als weiß bezeichneter Vektor ist unkorreliert (z.B. nach einer PCA), hat einen Mittelwert von null und eine Varianz von eins. Durch diesen Schritt ergibt sich schließlich durch geschickte Wahl der Skalierungs- bzw. Permutationsparameter eine orthogonale Matrix, die nun im Folgenden im Verarbeitungsschritt der ICA so abgeschätzt werden muss, dass die Quellsignale möglichst statistisch unabhängig sind.

Die Algorithmen der ICA haben grundsätzlich das Ziel, die statistische Unabhängigkeit zwischen den Quellsignalen zu maximieren. Daher nutzen die unterschiedlichen

Verfahren verschiedene Maße für die statistische Unabhängigkeit. Die wichtigsten Algorithmen sollen hier kurz vorgestellt werden. Zwei Signale x und y sind genau dann statistisch unabhängig, wenn die Verbundwahrscheinlichkeitsdichtefunktion gleich dem Produkt der Verteilungsdichtefunktionen der Einzelvariablen ist:

$$p_{xy}(x, y) = p_x(x)p_y(y) \quad (2.17)$$

Grundsätzlich wird eine Verteilungsdichtefunktion durch ihre statistischen Momente beschrieben:

$$m_x^{(k)} = E[x^k] \quad (2.18)$$

Im Fall statistischer Unabhängigkeit gilt:

$$E[x^p, y^q] = E[x^p]E[y^q] \quad (2.19)$$

für alle positiven Wert für p und q . Für den Fall von Unkorreliertheit muss lediglich gelten:

$$E[xy] = E[x]E[y] \quad (2.20)$$

Dabei findet jeweils nur das erste Moment Verwendung. Im Fall der statistischen Unabhängigkeit gilt dies für alle Momente in allen Kombinationen. Als Kenngröße für die Verteilungsdichtefunktion (VDF) dienen die sogenannten Kumulanten, wobei statistische Unabhängigkeit dann vorliegt, wenn alle Kreuzkumulanten (KK) der VDF identisch null sind. Diese KK berechnen sich aus den Momenten der VDF, wobei für die Kumulante n -ter Ordnung die Momente der Ordnung $k=1$ bis n benötigt werden. Anschaulich entspricht das erste Moment dem linearen Mittelwert, das zweite dem quadratischen Mittelwert von x . Somit kann der Nachweis der statistischen Unabhängigkeit über den Nachweis des Nullwerdens der KK erfolgen, wobei üblicherweise Kumulanten bis zur vierten Ordnung verwendet werden, da die Komplexität der Kumulanten mit steigender Ordnung stark zunimmt [148]:

$$\kappa_x^{(1)} = m_x^{(1)} \quad (2.21)$$

$$\kappa_x^{(2)} = m_x^{(2)} - (m_x^{(1)})^2 = \sigma_x^2 \quad (2.22)$$

$$\kappa_x^{(3)} = m_x^{(3)} - 3m_x^{(2)}m_x^{(1)} + 2(m_x^{(1)})^3 \quad (2.23)$$

$$\kappa_x^{(4)} = m_x^{(4)} - 4m_x^{(3)}m_x^{(1)} - 3(m_x^{(2)})^2 + 12m_x^{(2)}(m_x^{(1)})^2 - 6(m_x^{(1)})^4 \quad (2.24)$$

Es existieren verschiedene ICA-Algorithmen, die unterschiedliche statistische Eigenschaften zur Trennung der unabhängigen Komponenten nutzen. Nachfolgend sind einige wichtige Verfahren mit dem zugrunde liegenden Ansatz kurz beschrieben.

Fourth-Order Blind Identification (FOBI) Dieser Algorithmus nutzt die Kumulanten 4. Ordnung (auch Wölbung oder Kurtosis genannt), um die Kumulantenmatrix K zu diagonalisieren, was dem Nullwerden der Kreuzkumulanten und damit einer Maximierung der stat. Unabhängigkeit entspricht. Dies funktioniert aber nur, wenn die Kumulanten 4. Ordnung der einzelnen Verteilungsfunktionen der unabhängigen Komponenten unterschiedlich sind. Falls einige identisch sind, werden nur Komponenten mit unterschiedlicher Kurtosis voneinander getrennt [147].

Joint Approximate Diagonalization of Eigenmatrices (JADE) Auch hier wird die Kumulantenmatrix verwendet, wobei nicht nur die vierte Ordnung, sondern auch weitere Kumulanten verwendet werden, wodurch der Algorithmus gegenüber FOBI robuster wird. Der JADE Algorithmus sucht ebenfalls nach einer Matrix zur Diagonalisierung der Kumulantenmatrix K , wobei die Matrizen aus den Messwerten geschätzt werden, indem die Nichtdiagonalelemente von K minimiert werden [147].

FastICA Beim FastICA-Algorithmus wird nach Signalen gesucht, die eine Verteilung besitzen, die möglichst wenig der Normalverteilung entspricht, da nach dem zentralen Grenzwertsatz im Falle statistisch unabhängiger Signale die Summe der Signale eine Verteilung besitzt, die normalverteilter ist als die Einzelverteilungen. Es wird also nach Nicht-Gaußförmigkeit gesucht. Maße für die Gaußverteilung sind wiederum die Kurtosis und die Negentropie, welche bei gaußförmigen Signalen zu null wird. Gesucht werden damit Signale, die die größere Abweichung zur Gaußverteilung besitzen. Diese werden anschließend aus dem Signalgemisch extrahiert und der Algorithmus beginnt von Neuem. Der Algorithmus lässt sich mit Festkomma-Arithmetik ausführen, wodurch er schnell konvergiert und die Implementierung in Soft- und Hardware erleichtert wird [149].

INFOMAX Der INFOMAX-Algorithmus stammt ursprünglich aus dem Bereich der neuronalen Netze und basiert auf der Maximierung der Entropie am Ausgang eines derartigen Netzes. Bei der ICA wird die maximale Entropie als Maß für die Gleichverteilung verwendet, die unter der Voraussetzung von „weißen“ Messdaten (Stichwort „Pre-Whitening“) auf eine statistische Unabhängigkeit der zugrunde liegenden Signale schließen lässt. Praktisch wird die sogenannte Verbundentropie

(Summe der Einzelentropien minus gegenseitigem Informationsgehalt) so maximiert, dass die dadurch entstehende Entmischungsmatrix den gegebenen Randbedingungen entspricht [150].

Support Vector Machines

Hat man aus einem Datensatz gewisse Merkmale extrahiert, die Unterschiede zwischen verschiedenen Klassen aufweisen (zum Beispiel unterschiedliche Stimulationsfrequenzen bei SSVEP-Messungen), so will man mit Hilfe einer Klassifizierung eine Vorschrift erzeugen, die weitere Messdaten anhand der Merkmale optimal den Klassen zuordnet. Eines dieser Verfahren ist die Klassifizierung mit sogenannten Stützvektoren (engl. Support Vectors), mit deren Hilfe im Merkmalsraum eine Separationsebene definiert werden soll [151]. Die SVM geht von Trainingsdaten aus, bei denen die Zuordnung der Klassen der Trainingsdatenpunkte bekannt ist:

$$\chi = \{\mathbf{x}_i, y_i\} \quad (2.25)$$

wobei \mathbf{x}_i die eigentlichen Punkte und y_i die Klassenzuordnung (+1,-1) beschreibt. Als nächstes wird eine Hyperebene H definiert, für die gilt:

$$H := \{x | \langle \mathbf{w}, \mathbf{x} \rangle + b = 0\} \quad (2.26)$$

mit der Verschiebung b , dem Normalenvektor \mathbf{w} und dem Skalarprodukt $\langle \mathbf{w}, \mathbf{x} \rangle = \sum w_i x_i$. Punkte, für die gilt $\langle \mathbf{w}, \mathbf{x} \rangle + b > 0$ liegen somit oberhalb der Hyperebene, Punkte mit $\langle \mathbf{w}, \mathbf{x} \rangle + b < 0$ unterhalb. Die Skalierungen für \mathbf{w} und b sind nicht eindeutig festgelegt, eine Multiplikation mit einem Faktor $c \neq 0$ führt zur identischen Ebene:

$$\{x | \langle c\mathbf{w}, \mathbf{x} \rangle + cb = 0\} \quad (2.27)$$

Die SVM wählt nun die Skalierung so, dass der kleinste Abstand eines Trainingspunktes auf $\frac{1}{|\mathbf{w}|}$ normiert wird. Damit entstehen zwei zur Hyperebene parallele Ebenen, auf denen die zur Ebene nächstgelegenen Trainingspunkte liegen, die als Stützvektoren bezeichnet werden (Abb. 2.21, gestrichelte Linien).

Der Abstand zwischen der Hyperebene und diesen parallelen Ebenen wird als Rand bezeichnet. Ziel der SVM ist nun, diesen Rand zu maximieren. Dabei wird grundsätzlich erst einmal von einem linear trennbaren Klassifizierungsproblem ausgegangen, bei dem sich die beiden Klassen vollständig linear trennen lassen. Ist dies nicht der Fall, kann man mit Hilfe sogenannter Slackvariablen eine gewisse Anzahl

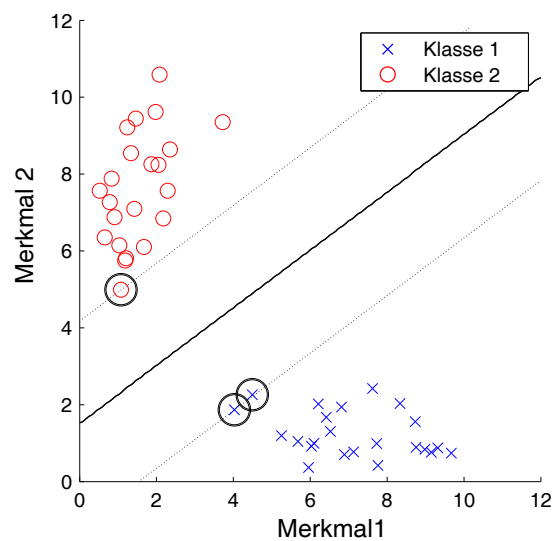


Abbildung 2.21: Merkmalsraum mit Separationsebenen (gestrichelt).

von Fehlentscheidungen berücksichtigen, wobei die SVM bei der Bestimmung sowohl diese Anzahl minimieren als auch Rand maximieren muss. Weiterhin ist es möglich, nichtlineare Klassifizierungsprobleme mittels so genannter Kernelfunktionen in einen Raum höherer Ordnung zu transformieren, wo die Daten dann wieder linear separierbar sind. Da diese Verfahren hier nicht zum Einsatz kommen, sei zu diesem Thema auf die entsprechende Literatur verwiesen [152].

3

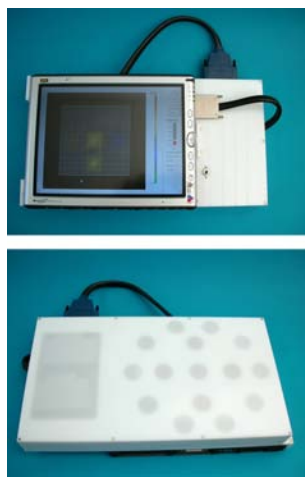
Kapazitive Elektroden zur EKG- und EEG-Messung

3.1 Ausgangssituation und Vorarbeiten

Vor Beginn meiner Arbeiten waren im Rahmen eines BMBF-Projektes bereits einige Aufbauten realisiert worden, die sowohl die Messung des EEGs als auch des EKGs betrafen [153]. Daher soll hier kurz der Stand der für die folgende Entwicklung relevanten Arbeiten dargestellt werden [154, 155, 156, 157].

3.1.1 EKG-Messung und System

Mit den entwickelten kapazitiven Elektroden wurde ein 15-Kanal EKG System realisiert, welches in Kombination mit einem Tablet-PC sowohl eine räumliche EKG-Darstellung als auch die gewohnte Zeit-Darstellung liefern sollte. Dazu wurde in den Tablet-PC eine Datenaufnahme-Karte integriert und daran die vorverstärkten Elektroden in unipolarer Verschaltung angeschlossen (Abb. 3.1(a)). Die Elektroden wurden an die Innenseite des Gehäuses angebracht, so dass das Gehäuse selber als Isolator wirken konnte. Messungen mit diesem System waren allerdings aufgrund der Elektrodenfixierung stark mit Bewegungsartefakten überlagert. Mit den Einzelelektroden konnte aber losgelöst vom Gehäuse des Systems eine erste erfolgreiche Vergleichsmessung zwischen 12-Kanal Standard-EKG und 12 kapazitiven Kanälen durchgeführt werden, bei der das kapazitive EKG an den Standardpositionen mit jeweils einer Elektrode simultan gemessen wurde (Abb. 3.1(b)).



(a) EKG-System mit Tablet-PC (Ober- und Unterseite).



(b) Vergleichsmessung mit direkter Platzierung auf der Haut.

Abbildung 3.1: Kapazitives EKG-System mit Tablet-PC.

3.1.2 EEG-Messung

Zu ersten Messzwecken wurde ein auf Gummibändern basierendes Kappen-System realisiert, welches 19 kapazitive Elektroden integrierte. Mit diesem System wurden erste Versuche zur Messung von EEG-Signalen durchgeführt.

In den kommenden Unterkapiteln werden die Entwicklungen und Aufbauten vorgestellt, die im Rahmen dieser Arbeit entstanden sind und deren Realisierung für die im anschließenden Kapitel vorgestellten Messungen von Bedeutung sind.

3.2 Elektroden

Die kapazitive Elektrode bildet den Grundbaustein sowohl für das EEG-System als auch für das EKG-System und wurde im Rahmen dieser Arbeit detailliert untersucht. Dabei standen insbesondere die Charakterisierung des Rauschens und die Optimierung der inneren Beschaltung im Vordergrund. Ziel war die Entwicklung von Elektroden, die hinsichtlich der unterschiedlichen Einsatzgebiete eher auf Empfindlichkeit (EEG) oder aber auf Robustheit (EKG) hin optimiert wurden. Ein genaues Verständnis der zugrunde liegenden Mechanismen und der praktischen Realisierbarkeit standen im Vordergrund. Im Folgenden sollen beginnend mit dem grundsätzlichen Aufbau über die praktische Realisierung bis hin zur elektrischen Charakterisierung die Ergebnisse der Elektrodenentwicklung aufgezeigt werden.

3.2.1 Grundsätzlicher Aufbau

Der in dieser Arbeit verfolgte Ansatz basiert auf einer Elektrode, die eine schwache Kopplung zum Körper besitzt, also kein spezielles dielektrisches Material besitzt, welches potentiell die Koppelkapazität zum Körper erhöht. Die starke Kopplung ist nur bei direktem Hautkontakt sinnvoll. Hier waren aber Anwendungen mit Messung durch Kleidung (EKG) und durch Haare (EEG) anvisiert. Man kann Elektroden mit speziellen Dielektrika zwar auch für die schwache Kopplung einsetzen, dann verlieren sie aber ihren technologischen Vorteil und der deutlich höhere Herstellungsaufwand ist nicht gerechtfertigt. Die hier entwickelten Elektroden wurden hingegen mit Standardmitteln der Herstellung von gedruckten Schaltungen realisiert und sind somit deutlich günstiger, als wenn spezielle Beschichtungsverfahren zum Einsatz kommen. Welche Vor- und Nachteile aus diesem Ansatz entstehen, wird in den entsprechenden Abschnitten erläutert.

Grundsätzlich besteht die eigentliche Elektrode aus drei wesentlichen Bestandteilen. Die Elektrodenfläche, welche nach außen hin isoliert ist, nimmt das eigentliche Signal auf (blau in Abb. 3.2). Sie ist mit dem zweiten wichtigen Teil, der Elektronik, verbunden, welche das Signal hochimpedant aufnimmt und verstärkt (rot in Abb. 3.2). Das dritte Element ist die Abschirmung, die sowohl aktiv als auch passiv ausgeführt wird (grün in Abb. 3.2).

Die Funktion der kapazitiven Elektrode basiert auf einer extrem hochohmigen Messung des kapazitiv eingekoppelten Biosignals. Die Notwendigkeit dieser hochohmigen Messung resultiert aus der Eingangscharakteristik, die sich aus dem Koppelkondensator (gebildet aus der Elektrodenfläche und dem Körper) und dem Eingangswiderstand der Schaltung ergibt. Dieser Eingang verhält sich wie ein RC-Hochpass für das eingekoppelte Signal. Die Grenzfrequenz dieses Hochpasses lässt sich bekann-

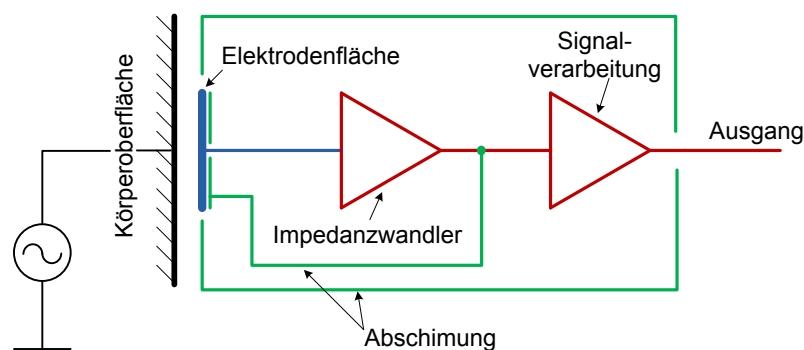


Abbildung 3.2: Grundsätzlicher Aufbau der Elektrode.

termaßen mit folgender Formel berechnen:

$$f_g = \frac{1}{2\pi R_i C_k} \quad (3.1)$$

Abb 3.3 zeigt die Abhängigkeit des Eingangswiderstands R_i von der benötigten Grenzfrequenz für verschiedene Koppelkapazitäten C_k . Beispielhaft benötigt man bei einer Koppelkapazität von etwa 4 pF (25 mm Durchmesser der Elektrode, 1 mm Luftspalt zum Körper) und einer unteren Grenzfrequenz von 100 mHz, was für viele Biosignale ausreichend ist, einen Eingangswiderstand von etwa 500 G Ω .

Diese derart hohen Eingangswiderstände lassen sich nur mit speziellen Verstärkern realisieren, will man die Elektrodenfläche möglichst klein halten. Nur durch Vergrößerung der Fläche oder in einem Setup mit starker Kopplung (hohes ε_r) sind niedrigere Eingangswiderstände möglich, ohne im unteren Frequenzbereich Signalinformationen zu verlieren.

3.2.2 Schaltung

Die innere Beschaltung wurde schon in Kapitel 2.1.4 kurz skizziert, soll aber hier noch einmal vertieft werden, da sie zum Verständnis der später aufgestellten Modelle benötigt wird. Abb. 3.4 zeigt die einzelnen Elemente der Schaltung.

Im Weiteren werden die einzelnen Elemente näher beschrieben, beginnend mit der

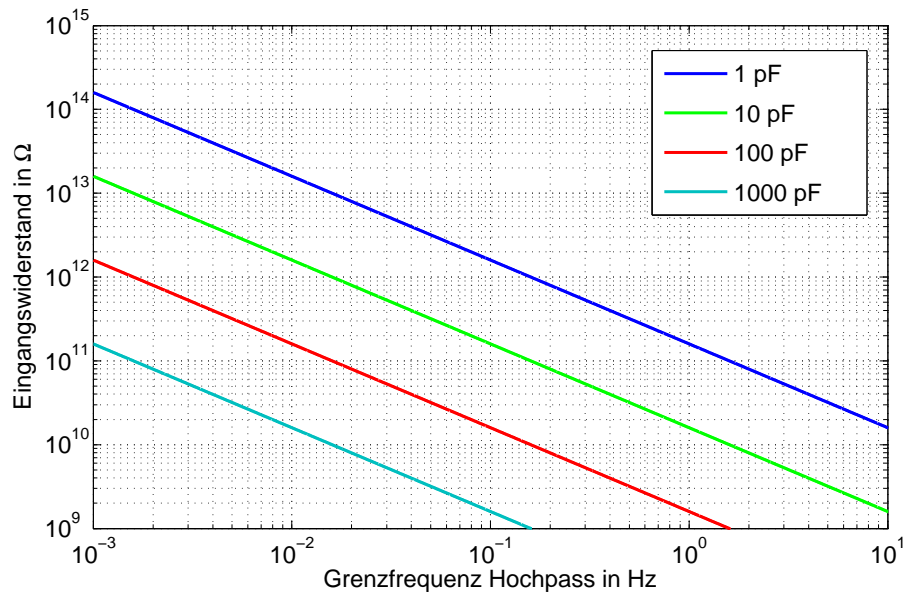


Abbildung 3.3: Eingangswiderstand in Abhängigkeit der Grenzfrequenz für verschiedene Koppelkapazitäten.

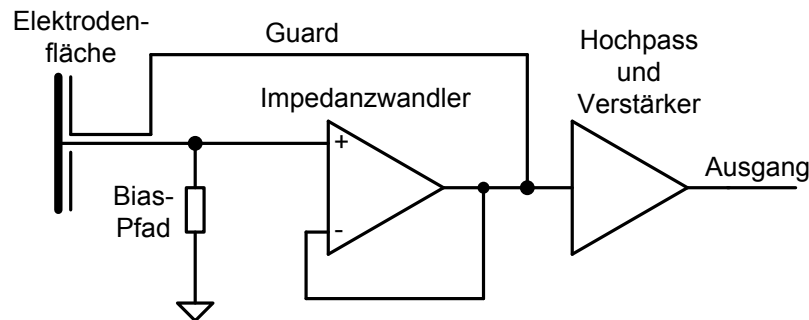


Abbildung 3.4: Grundsätzlicher Schaltungsaufbau.

Elektrodenfläche inklusive Impedanzwandler und Biaspfad, der Guardbeschaltung und schließlich mit dem sich daran anschließenden Filter und den Vorverstärkerkomponenten.

Frontend

Die eigentliche Elektrodenfläche ist als Kupferfläche auf einem Platinenträger ausgeführt. Die Kontaktierung mit dem Impedanzwandler erfolgt mittels einer Durchkontaktierung oder eines daran angeschlossenen Drahtes. Grundsätzlich ergibt sich aufgrund des sehr hohen Eingangswiderstandes im Bereich $10^{15} \Omega$ eine besondere Anschlussproblematik, da parasitäre Widerstände im Leiterplattenmaterial (typisch im Bereich $10^{12} \Omega$) kleiner sein können als dieser Eingangswiderstand. Dies muss beim Layout berücksichtigt werden, wobei es zwei prinzipielle Herangehensweisen gibt [158]:

- Realisierung einer geschlossenen Leiterschleife um den Eingangspin und den Anschluss der Elektrodenfläche, wobei die Schleife auf Eingangspotential liegt. Dadurch ist die Potentialdifferenz zwischen Eingang und Schleife gleich Null und es fließt kein parasitärer Strom zu den anderen Pins. Diese Schleife bezeichnet man auch als Guard, da sie den Eingangspin im Bezug auf die anderen Pins schützt.
- Verdrahtung des Eingangspins mit der Elektrodenfläche durch die Luft, also ohne Kontakt zur Leiterplatte. So kann ebenfalls kein Strom zu den benachbarten Pins fließen. Der Eingang ist so bestmöglich isoliert. Dabei wird zum Anschluss an den IC der entsprechende Eingangspin hochgebogen.

Beide Verfahren wurden in den hier verwendeten Elektroden eingesetzt, abhängig davon, ob ausschließlich die Elektrodenfläche am Eingangspin angeschlossen ist

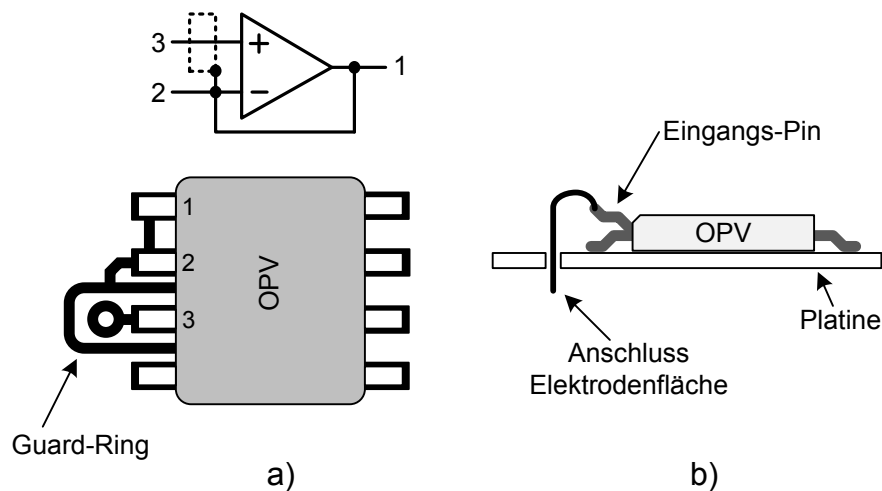


Abbildung 3.5: Anschluss des Eingangspins: a) Guardring im Layout, b) Luftverdrahtung.

(Luftverdrahtung) oder aber weitere Bauelemente wie zum Beispiel ein zusätzlicher Biaswiderstand verwendet werden (Guardring). Grundsätzlich muss beim Aufbau der Elektroden darauf geachtet werden, dass die entsprechenden Eingangspins nicht durch äußere Einflüsse niederohmig über das Gehäuse beeinflusst werden, z.B. durch Berührung und die damit verbundenen Ablagerung von Hautresten bzw. Fetten. Daher sollte die Verarbeitung der ICs ausschließlich mit einer Pinzette erfolgen und falls notwendig für die Berührung Handschuhe getragen werden. Aufgrund des sehr hohen Eingangswiderstandes ist hier besondere Vorsicht geboten. Werden im Falle des Guardrings weitere Bauelemente an den Eingangspins angeschlossen, so sind die Anschlüsse einseitig innerhalb des Guardrings zu platzieren. Das Bauteil selbst verbindet dann den Eingang zum äußeren Bereich. Daher muss bei der Auswahl der Bauelemente (insbesondere bei sehr kleinen SMD-Gehäusen) auf eine Möglichkeit der Durchführung des Guardrings zwischen den Anschlusspins geachtet werden. Falls das nicht möglich ist, kann auch hier der Anschluss über die Luft erfolgen, also ohne Kontakt zur Platine. Einige Verstärkertypen (z.B. INA116) besitzen spezielle Guardpins paarweise direkt neben den Eingangspins, die eine Realisierung eines Guardrings erleichtern.

Impedanzwandler

Die Eigenschaften des Impedanzwandlers wurden bereits beschrieben. Die Haupteigenschaft ist der Eingangswiderstand, der für die Verwendung in kapazitiven Elektroden von essenzieller Bedeutung ist. Eine Verstärkereigenschaft, die direkt mit

dem Eingangswiderstand zusammenhängt, ist der so genannte Input-Bias-Strom, also der Strom, der als Fehlstrom in den Eingang fließt. Dieser Strom muss somit für einen sehr hohen Eingangswiderstand sehr kleine Werte annehmen, so dass auch über diesen Strom auf eine Eignung eines Verstärkers für die Verwendung in der Elektrode geschlossen werden kann. Weitere wichtige Parameter sind nachfolgend kurz mit ihrer Bedeutung aufgeführt:

- **Offsetspannung:** Diese Spannung gibt den Nullpunktfehler an, also die Spannung, die bei Eingangsspannung gleich Null am Ausgang anliegt. Sie sollte möglichst gering sein, um nachfolgende Verstärkerstufen mit hoher Verstärkung nicht zu sättigen. Sie kann schaltungstechnisch kompensiert werden.
- **Eingangskapazität:** Da bei schwacher Kopplung eine sehr geringe Koppelkapazität vorliegt, spielt der mit der Eingangskapazität gebildete Spannungsteiler eine Rolle. Daher sollte die Eingangskapazität des Verstärkers möglichst unterhalb von 2 pF liegen. Auch hier ist eine Kompensation möglich.
- **Eingangsspannungsrauschen:** Gibt den Beitrag des Spannungsrauschens an und wird im entsprechenden Kapitel diskutiert. Sollte ebenfalls möglichst klein sein.
- **Eingangsstromrauschen:** Dieser Beitrag hängt vom Quellwiderstand ab und sollte im Fall großer Quellwiderstände möglichst klein sein.
- **Versorgungsspannung:** Hat praktische Bedeutung für die Auslegung der Spannungsversorgung, da die Elektroden extern versorgt werden und somit die entsprechenden Spannungen (z.B. ± 15 V) zusätzlich zur Verfügung gestellt werden müssen.

In Tabelle 3.1 sind einige Verstärker aufgeführt, die im Rahmen dieser Arbeit in Elektroden getestet wurden. Darüber hinaus gibt es weitere Verstärkertypen, die aber ähnliche Eigenschaften wie die hier gezeigten Verstärker haben.

Bis auf den INA116 handelt es sich um Operationsverstärker, die zur Impedanzwandlung ohne Verstärkung als Spannungsfolger oder nichtinvertierender Verstärker beschaltet wurden. Das Verstärkersignal wurde direkt als Guardpotential genutzt. Somit war kein separater Guard-Treiber notwendig. Der INA116 ist ein Instrumentenverstärker, bei dem sinnvollerweise eine Verstärkung implementiert wird. Da dieser Verstärker spezielle Guardausgänge für jeden Eingang besitzt, ist man hier nicht auf das Ausgangssignal auf Guard/Eingangspotential angewiesen.

Typ	Bias-Strom	Eingangsimpedanz	Offsetspannung	Eingangs-C	Rauschen U	Rauschen I	Versorgung
LMC6081	10 fA	$>10\text{ T}\Omega$	150 μV	n.a.	$22\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$0,2\text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$	$\pm 5\text{ V}$
LMC6001	10 fA	$>1\text{ T}\Omega$	$<350\text{ }\mu\text{V}$	n.a.	$22\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$0,13\text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$	$\pm 5\text{ V}$
OPA124	1 pA	$10\text{ T}\Omega$	100 μV	1 pF	$6\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$0,5\text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$	$\pm 15\text{ V}$
OPA129	30 fA	$10\text{ T}\Omega$	500 μV	1 pF	$15\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$0,1\text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$	$\pm 15\text{ V}$
LT1464	400 fA	$1\text{ T}\Omega$	400 μV	3 pF	$24\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$0,4\text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$	$\pm 15\text{ V}$
AD8666	200 fA	n.a.	700 μV	n.a.	$10\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	n.a.	$\pm 8\text{ V}$
INA116	3 fA	$1000\text{ T}\Omega$	500 μV	0,2 pF	$28\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$0,1\text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$	$\pm 15\text{ V}$

Tabelle 3.1: Operationsverstärker für die Verwendung als Impedanzwandler.

Die Parameter der einzelnen Operationsverstärker und der Einfluss auf die Eigenschaften der kapazitiven Elektroden werden später diskutiert. Grundsätzlich spielen neben den elektronischen Parametern auch mechanische Gesichtspunkte wie verfügbare Gehäusegrößen und die Verfügbarkeit von Varianten mit mehreren Verstärkern in einem Gehäuse eine wichtige Rolle bei der Integration der Verstärker in das Elektrodengehäuse.

Biaswiderstand

Aufgrund des hohen Eingangswiderstandes der verwendeten Operationsverstärker gibt es ein grundsätzliches Problem beim Gleichspannungs-Verhalten des Einganges. Üblicherweise wird bei sehr hochohmigen Eingängen ein so genannter Bias-Pfad benötigt, damit der Eingangsbiasstrom einen Rückflusspfad besitzt und nicht aufgrund eines kapazitiven Anteils am Eingang durch Aufladungen eine zu große Gleichspannung entsteht. In der gegebenen Situation ist es aber gerade nötig, dass kein solch entsprechend niederohmiger Pfad existiert, da dieser die untere Grenzfrequenz stark erhöhen würde. Problematisch sind in diesem Fall aber die Ladungen auf der Elektrodenfläche, die nur über den Eingangswiderstand abfließen können. Dieser Vorgang besitzt eine relativ große Zeitkonstante. Daher kann mittels eines entsprechend hochohmigen Biaswiderstandes der Eingangswiderstand so weit reduziert werden, dass die untere Grenzfrequenz noch im gewünschten Bereich einiger 10 bis 100 mHz liegt und gleichzeitig statische Ladungen schneller abfließen können. Diese würden sonst für eine Sättigung des Verstärkers und somit für eine Blockierung der Elektroden sorgen. Wie bereits beschrieben muss dieser Biaswiderstand im dreistelligen Ω -Bereich liegen, was dank moderner SMD-Technologie aber auch in diesen geringen Gehäuseabmessungen möglich ist. Dabei muss man aber in Kauf nehmen, dass die entsprechenden Bauelemente stärker als gewohnt streuen ($\pm 30\%$ üblich), was bei der Auslegung bezüglich der unteren Grenzfrequenz beachtet werden muss. Durch den Biaswiderstand ändern sich darüber hinaus die Rauscheigenschaften, was im entsprechenden Abschnitt genauer betrachtet wird.

Verstärker und Filter

Zusätzlich zum Impedanzwandler wurden verschiedene weitere Schaltungsteile in die Elektrode integriert, um das Signal vorzuverarbeiten. Dabei spielte insbesondere die Verringerung des DC-Anteils durch Anwendung eines Hochpass-Filters mit einer unteren Grenzfrequenz im Bereich 100-200 mHz eine wichtige Rolle. Dadurch konnte die nachfolgende Differenzschaltung in den eigentlichen Verstärkerboxen mit höheren

Verstärkungsfaktoren betrieben werden, ohne dabei Dynamikprobleme bzw. häufiges Sättigen der Stufe zu riskieren. Des Weiteren wurde bei manchen Elektroden ein Tiefpass integriert, um das Signal auf den interessierenden Bereich zu begrenzen. Welche Elektrode jeweils eingesetzt wurde, wird in den jeweiligen Kapiteln beschrieben.

3.2.3 Aufbau

Neben der eigentlichen Schaltung spielen auch der Einbau der Platinen in das Elektrodengehäuse und die Realisierung der Abschirmung und die Kabelzuführung eine wichtige Rolle bei der Elektrodenentwicklung.

Anordnung und Abschirmmaßnahmen

Zwischen Elektronik und Elektrodenfläche befindet sich eine Guardabschirmung, welche auf dem gleichen Potential wie der Eingang des Impedanzwandlers liegt. Der Schirm des verwendeten Anschlusskabels liegt einseitig auf Massepotential und wird in der Elektrode kontaktiert. Grundsätzlich kann man bei den hier verwendeten Elektrodendurchmessern von maximal 30 mm maximal 2 ICs im SO8- oder einen IC im SO16-Gehäuse unterbringen ohne zusätzlichen Aufwand wie Luftverdrahtung oder Modifizierungen am IC-Gehäuse vornehmen zu müssen. Neben der bereits beschriebenen Guard-Abschirmung existiert mit einem Aluminiumgehäuse eine zweite Abschirmschicht nach außen. Dieses Gehäuse umschließt seitlich und von oben die Platinen und ist lediglich unten für die Elektrodenfläche geöffnet. Das Aluminiumgehäuse liegt auf Massepotential, genauso wie der Schirm des Anschlusskabels, das entweder seitlich oder nach oben aus dem Gehäuse geführt wird (Abb. 3.6).



Abbildung 3.6: Foto der kapazitiven Elektrode.

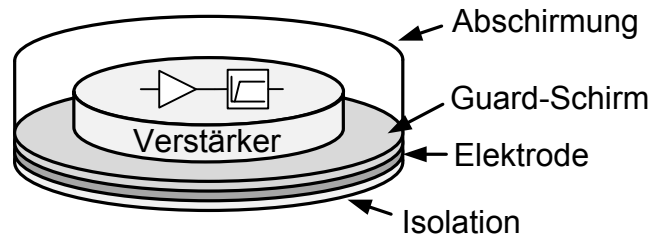


Abbildung 3.7: Schematischer Aufbau der Elektrode.

Die Kontaktierung des Gehäuses geschieht mit einem Leiterrings am Rand der oberen Platine, wobei zusätzlich auch mit Hilfe von Kupfer-Streifen die Kontaktierung verbessert werden kann. Das Gehäuse ist außerdem so gefertigt, dass die beiden Platinen von unten so aufgenommen werden, dass die Elektrode mit der Elektrodenfläche bündig abschließt. Die Folie isoliert sowohl die Elektrodenfläche als auch das Abschirmgehäuse zum Körper hin. Abb. 3.7 zeigt noch mal den Aufbau der verschiedenen Lagen der Elektrode.

Miniaturisierte Elektrode

Im Laufe der Arbeit wurden zusätzliche Experimente mit kleineren Elektroden durchgeführt, wobei hier auch alternative Konzepte zum Gehäuseaufbau getestet wurden. Der Durchmesser der Elektrode wurde dabei auf ca. 15 mm verringert, außerdem wurde ein kombiniertes Gehäuse aus Kunststoff und Aluminium verwendet, um insbesondere das Gewicht der Elektroden zu reduzieren. Abb. 3.8 zeigt die verkleinerte Elektrode im Vergleich zur Standard-Elektrode.

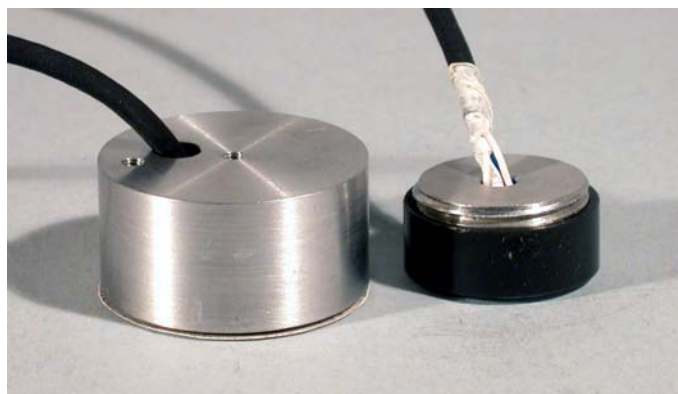


Abbildung 3.8: Vergleich zwischen miniaturisierter und normaler Elektrode.

3.2.4 Elektrodenmodell und Simulation

Zur Beschreibung des Verhaltens der Elektrode wurde ein Modell aufgestellt, welches sowohl zur Simulation der verschiedenen Betriebszustände als auch zur Simulation des Rauschverhaltens und des Frequenzgangs verwendet wurde. Zunächst soll kurz auf die für das Rauschmodell wichtigen Grundlagen eingegangen werden, bevor dann die einzelnen Teile des Modells und deren Auswirkungen auf die Simulation erläutert werden sollen.

Grundlagen Rauschen

Für das Elektrodenrauschen sind drei Rauschbeiträge von Interesse, die im Folgenden kurz beschrieben werden sollen und im entsprechenden Kapitel auch vermessen wurden.

Weißes Rauschen Grundsätzlich hat weißes Rauschen die Eigenschaft, dass es eine konstante Spektraldichte über einen sehr weiten Frequenzbereich besitzt. Im Bereich der Elektronik trifft man hauptsächlich auf zwei Rauschprozesse, die dieser Eigenschaft genügen:

- **Nyquist-Rauschen**, auch thermisches Rauschen oder Johnson-Rauschen genannt, basiert auf der thermischen Bewegung der Ladungsträger in einem elektrischen Leiter und tritt somit insbesondere in Widerständen auf, wobei es mit größer werdendem Widerstand ansteigt. Dabei ist keine äußere Spannung notwendig, da die zufällige Bewegung der Ladungsträger und der dadurch entstehende Rauschstrom die Ursache des Rauschens ist. Nyquist veröffentlichte 1928 den Zusammenhang zwischen dem quadratischen Mittelwert der Rauschspannung und den die Rauschspannung u beeinflussenden Parametern [159]:

$$\overline{u^2} = 4kTR\Delta f \quad (3.2)$$

Dabei ist R der elektrische Widerstand in Ω , T die absolute Temperatur in Kelvin, Δf die Bandbreite in Hertz und k die Boltzmannkonstante ($k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$).

- **Schrotrauschen**, tritt insbesondere in Halbleitern auf und hat als Ursache die Quantisierung der Ladungsträger in Form von Elektronen [160]. Diese Quantisierung führt zu einem diskontinuierlichen Ladungstransport, somit

tritt Schrotrauschen nur in Zusammenhang mit einem Stromfluss auf. Hier lässt sich ein quadratischer Mittelwert für den Rauschstrom i angeben:

$$\overline{i^2} = 2eI\Delta f \quad (3.3)$$

Auch hier ist Δf die Messbandbreite, e die Elementarladung und I der im (Halb-)Leiter fließende Strom. Im Gegensatz zum Nyquisttrauschen liegt hier keine thermische Abhängigkeit vor.

1/f-Rauschen Im Vergleich zum weißen Rauschen ist das Rauschen hier von der Frequenz abhängig, wobei diese Abhängigkeit umgekehrt proportional zur Frequenz ist:

$$\overline{i^2} \sim \frac{1}{f^\alpha} \quad (3.4)$$

Der Parameter α liegt dabei im Allgemeinen im Bereich von 0,8 bis 1,5. Für das 1/f-Rauschen gibt es zahlreiche Ursachen, beispielsweise das so genannte Funkelrauschen in Transistoren oder Dioden, welches die Änderung des Oberflächenzustandes durch Umladungsfluktuation beschreibt, oder aber das Rauschen, welches durch die Änderung des lokalen Widerstandes in einer Widerstandsschicht (insbesondere bei Kohleschicht-Widerständen) auftritt.

Rauschen des Operationsverstärkers Das Rauschverhalten eines Operationsverstärkers setzt sich üblicherweise im Spannungsrauschen aus einem weißen Anteil und einem Anteil mit 1/f-Charakteristik zusammen, wobei von hohen Frequenzen das weiße Rauschen zu niedrigeren Frequenzen an der so genannten Eckfrequenz in das 1/f Rauschen übergeht. Zusätzlich existiert auch ein Stromrauschen mit ebenfalls weißem und 1/f-Anteil. Ursache für das Rauschen im Operationsverstärker ist die innere Beschaltung aus Transistoren, Dioden und passiven Elementen, deren unterschiedlichste Rauschprozesse sich zum Gesamtrauschen überlagern.

Modell des Elektrodenrauschens

Anhand der beschriebenen Schaltung wurde im Rahmen dieser Arbeit ein Elektrodenmodell aufgestellt, das als Basis für die Simulation des Verhaltens der Elektrode sowohl bezüglich des Rauschverhaltens als auch bezüglich des Frequenzgangs diente. Das Modell bezieht dabei die Schaltungsteile Frontend, Biaswiderstand, den eigentlichen Impedanzwandler und die Guardschaltung mit ein und wird im Kapitel 4.1

mit Messungen an realen Elektroden verglichen. Abb. 3.9 zeigt das elektrische Ersatzschaltbild, das für die Modellierung verwendet wurde [161].

Das Eingangssignal des Körpers (hier repräsentiert durch die Spannungsquelle U_q mit dem Körperwiderstand R_q) wird über die Koppelimpedanz Z_k in die Elektrode eingekoppelt. Diese wird hier durch ihren kapazitiven Anteil C_k und ihren resistiven Anteil R_k dargestellt. Der resistive Anteil beschreibt die Verluste der Koppelkapazität, bzw. den Isolationswiderstand der Kunststoffolie zwischen Körper und Elektrodenfläche. Auf die Koppelimpedanz folgt der Biaswiderstand R_b , welcher zur Ableitung von DC-Potentialen verwendet werden kann und dessen Wert durch die entsprechende Bauteilwahl variabel einstellbar ist. Die Impedanz zwischen der Elektrode und der Abschirmung wird ebenfalls durch den resistiven Anteil R_{sh} und den kapazitiven Anteil C_{sh} abgebildet. Wobei die Rolle des Guards (dargestellt durch C_{Guard}) aufgrund des beidseitig gleich anliegenden Potentials ein anderes Verhalten zeigt als die Impedanz zur Abschirmung, die auf Masse liegt. Der letzte Teil ist die Eingangsimpedanz des Operationsverstärkers, dargestellt durch R_{in} und C_{in} . Diese stammen aus den entsprechenden Datenblättern der Operationsverstärker.

Im Vergleich zum von Lim et.al. genutzten Ersatzschaltbild wird hier auch das Verhalten der Kopplungsimpedanz sowohl mit kapazitivem als auch mit resistivem Anteil beschrieben [43]. Darüber hinaus werden hier sowohl Simulationen als auch Messungen anhand dieses Modells durchgeführt.

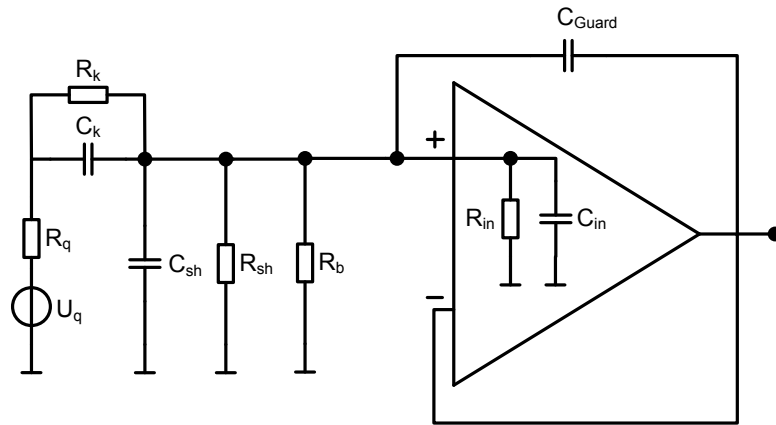


Abbildung 3.9: Ersatzschaltbild der kapazitiven Elektrode (Frontend).

Rauschanalyse

Für die eigentliche Rauschanalyse der Schaltung müssen nun die Rauschquellen berücksichtigt werden. Das sind zum einen die thermischen Rauschbeiträge der Widerstände zum anderen die Beiträge, die durch den Operationsverstärker bedingt sind. Dazu werden Rauschspannungsquellen in Reihe zu den Widerständen eingeführt, außerdem eine Spannungs- bzw. Stromquelle für die entsprechenden Rauschquellen des Operationsverstärkers. Die Eingangsquelle wird als rauschfrei angenommen und ist für die Rauschanalyse somit als Kurzschluss anzunehmen. Abb. 3.10 zeigt das Schaltbild, das der Rauschanalyse zugrunde liegt.

Die Rauschspannungen hervorgerufen durch die jeweils einzelnen Quellen am Ausgang des Impedanzwandlers ergeben sich somit mit Hilfe der Formel 3.2. Unter Zusammenfassung der Kapazitäten C_k , C_{sh} und C_i zu $C_{sum}=C_k+C_{sh}+C_i$ und unter Berücksichtigung der sich durch die Parallelschaltung der Widerstände ($R_{bias}\parallel R_k\parallel R_i$) ergebenden effektiven thermischen Rauschquelle U_{Rsum} gilt:

$$U_{Rsum} = \frac{1}{1 + j\omega R_{sum} C_{sum}} \sqrt{4 k_b T R_{sum} \Delta f} \quad (3.5)$$

$$U_{Ropv} = U_{Ropv} \quad (3.6)$$

$$U_{Iopv} = \frac{R_{bias}\parallel R_k\parallel R_i}{1 + j\omega (R_{bias}\parallel R_k\parallel R_i) C_{sum}} I_{opv} \quad (3.7)$$

Dabei wird eine grundsätzliche Eigenschaft des Rauschverhaltens der Elektrode deutlich. In den vorherigen Kapiteln wurde mehrfach auf das Hochpassverhalten der Elektrode bezüglich der Einkopplung von Biosignalen hingewiesen. Für das thermische Rauschen der resistiven Komponenten verhält sich die Koppelkapazität genau

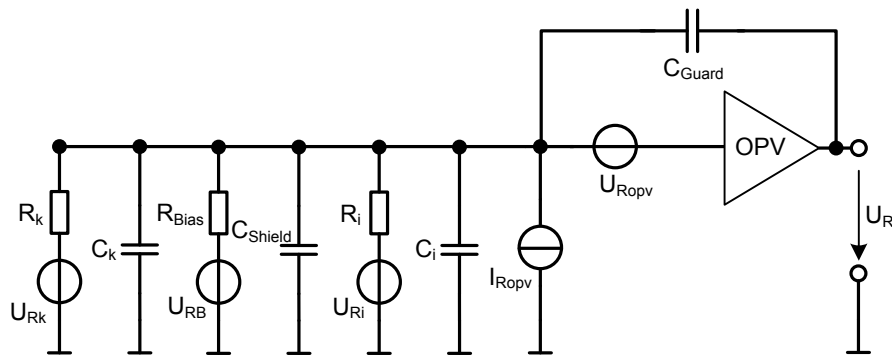


Abbildung 3.10: Modell der Eingangsbeschaltung für die Rauschanalyse.

entgegengesetzt, diese Rauschbeiträge werden also entsprechend tiefpassgefiltert.

Aus der Wurzel der Quadratsumme dieser unkorrelierten Rauschbeiträge ergibt sich das Gesamtrauschen nach folgender Formel aus den Einzelbeiträgen:

$$U_{nout} = \sqrt{U_{Rsum}^2 + U_{Ropv}^2 + U_{Iopv}^2} \quad (3.8)$$

Es überwiegt jeweils der größte Rauschbeitrag. Tabelle 3.2 zeigt die Parameter für die einzelnen Größen, wie sie als Standardwerte durch Datenblätter und Messungen festgelegt wurden. Für die Simulation wurden ausgehend von diesen Parametern einzelnen Werte variiert und die Abhängigkeit der Ausgangsrauschspannung berechnet. Die hier angenommenen Werte für das Operationsverstärkerrauschen (in diesem Fall für den LMC6082 von National Semiconductor) sind Werte für weißes Rauschen, das 1/f-Verhalten wird im Kapitel Messungen gesondert betrachtet.

Wie schon beschrieben verhalten sich die kapazitiven und resistiven Anteile des Modells durch die Parallelschaltung jeweils äquivalent. Daher soll hier beispielhaft die Simulation des Rauschverhaltens für die besonders interessierenden Teile vorgestellt werden. Zum einen die Koppelkapazität, welche von der Elektrodengröße und dem Abstand zum Körper abhängt, zum anderen der Biaswiderstand, mit dem sich die Eingangsscharakteristik bezüglich des Hochpassverhaltens der Elektrode gezielt einstellen lässt. Da er im Vergleich zu den anderen Widerständen üblicherweise den kleinsten Wert annimmt, dominiert er das thermische Rauschverhalten bedingt durch die Parallelschaltung.

Koppelkapazität Die Abhängigkeit des Elektrodenrauschens von der Größe der Koppelkapazität anhand des oben beschriebene Modells ist in Abb. 3.11 dargestellt.

Zusammen mit R_{sum} bildet C_k einen Tiefpass für den thermischen Rauschanteil.

Bauteil	Wert
R_k	$\approx 10 \text{ T}\Omega$
C_k	10 pF
R_{bias}	100 G Ω
R_{sh}	$\approx 10 \text{ T}\Omega$
C_{sh}	5 pF
R_i	$> 10 \text{ T}\Omega$
C_i	2 pF
U_{Ropv}	22 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
I_{Ropv}	0,2 fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$

Tabelle 3.2: Standardparameter der Simulation.

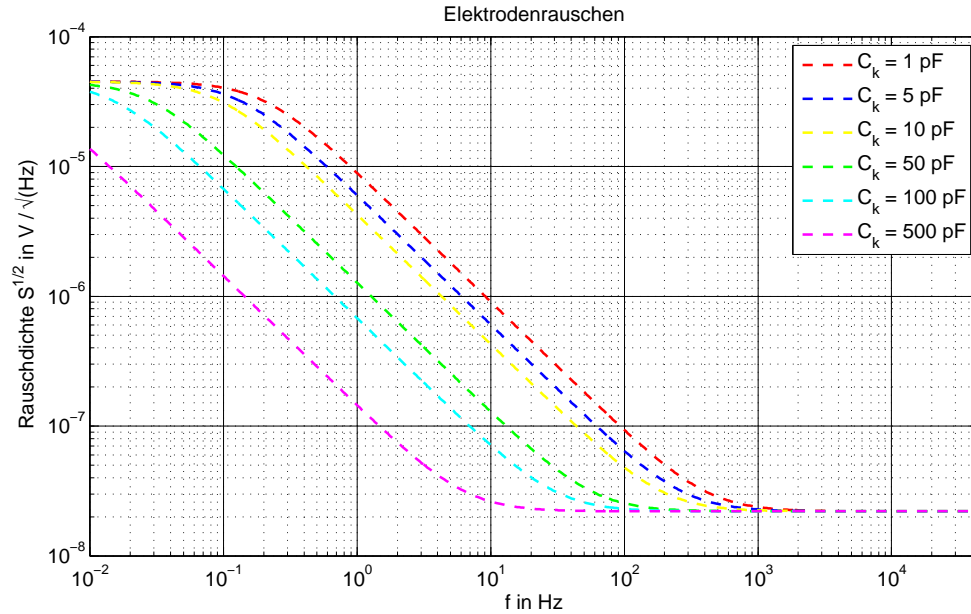


Abbildung 3.11: Abhängigkeit der spektralen Rauschspannung von der Koppelkapazität C_k .

Von niedrigen Frequenzen geht somit das weiße thermische Rauschen von R_{sum} an der Eckfrequenz des Tiefpasses in eine $1/f$ -Flanke über, die in der Rauschleistungsdichte S_v einer $1/f^2$ -Abhängigkeit entspricht und daher nicht mit dem oben beschriebenen $1/f$ -Rauschen verwechselt werden darf. Grundsätzlich kann man sagen, dass durch Erhöhung der Koppelkapazität durch die Verschiebung der $1/f$ -Flanke das Rauschen der Elektrode im interessierenden Frequenzbereich zwischen 100 mHz und 100 Hz abnimmt.

Biaswiderstand Die Variation der Größe des Biaswiderstandes verändert sowohl die Lage des weißen Rausch-Plateaus (aus der Nyquistformel) bei sehr niedrigen Frequenzen als auch durch die Veränderung der Grenzfrequenz den Verlauf der Tiefpasscharakteristik im mittleren Frequenzbereich (Abb. 3.12). Zu hohen Frequenzen geht das Rauschen wie bei der Koppelkapazität in den weißen Rauschanteil des Operationsverstärkers über.

Operationsverstärker Abb. 3.13 zeigt die Abhängigkeit des Elektrodenrauschens vom Spannungs- und Stromrauschen des Operationsverstärkers. Das weiße Spannungsrauschen beeinflusst wie zu erwarten nur die Lage des Rausch-Plateaus zu hohen Frequenzen und damit auch die Übergangsfrequenz, bei der die $1/f$ -Flanke in dieses Rauschen übergeht. Das Stromrauschen „sieht“ hingegen ebenfalls die Tief-

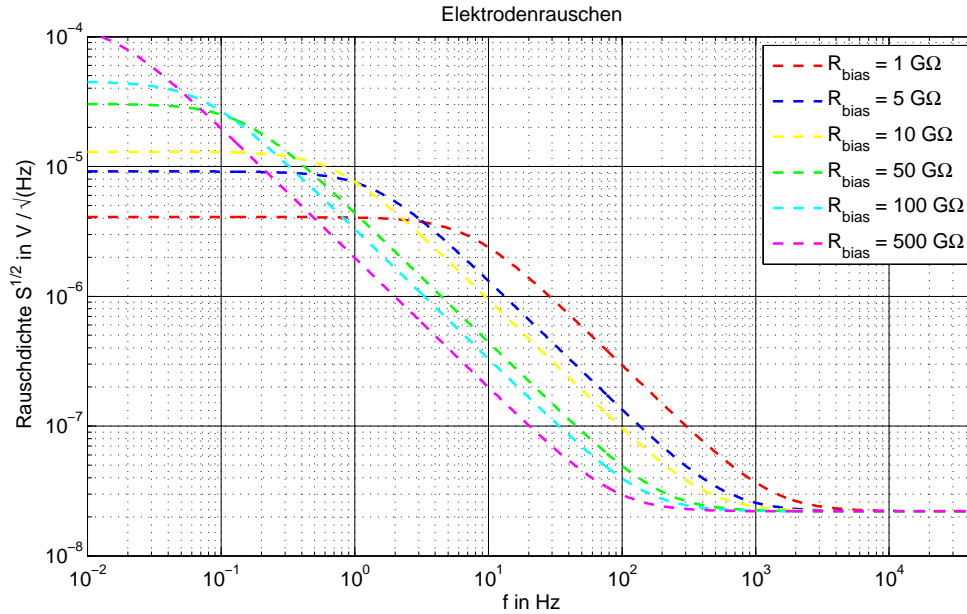


Abbildung 3.12: Abhängigkeit der spektralen Rauschspannung vom Biaswiderstand R_{bias} .

passcharakteristik und wird mit dieser multipliziert, so dass sich ein ähnlicher Verlauf wie bei C_k ergibt. Mit dem einen Unterschied, dass sich auch das Rausch-Plateau bei niedrigen Frequenzen durch die Multiplikation mit verschiebt.

Übersicht Rauscheinflüsse Anhand der Simulationsergebnisse lässt sich nun die Abhängigkeit des Rauschmodells von den Parametern des Modells darstellen (Abb. 3.14). Dabei wurde analog zu den beispielhaft vorgestellten Parametern das Verhalten allgemein für C_{sum} und R_{sum} berücksichtigt. Es wird deutlich, welche Parameter zur Änderung des Rauschmodells beitragen und in welcher Form. Diese Ergebnisse werden im weiteren Verlauf mit Messungen verglichen und diskutiert.

Frequenzgang

Eine ähnliche Analyse lässt sich für den Einfluss der Parameter auf den Frequenzgang machen. Dabei stellen sich hauptsächlich zwei Einflussfaktoren als relevant heraus, zum einen das Hochpassverhalten ausgelöst durch das RC-Glied aus Koppelkondensator und Eingangswiderstand (Biaswiderstand), zum anderen die Dämpfung des eingekoppelten Signals durch den kapazitiven Spannungsteiler, der sich aus dem Koppelkondensator und der Eingangskapazität (C_{sh} und C_i) bildet. Dieser Spannungsteiler verhält sich bekanntermaßen umgekehrt zum Kapazitätsverhältnis, d.h. je größer die Koppelkapazität im Vergleich zur Eingangskapazität, desto geringer ist

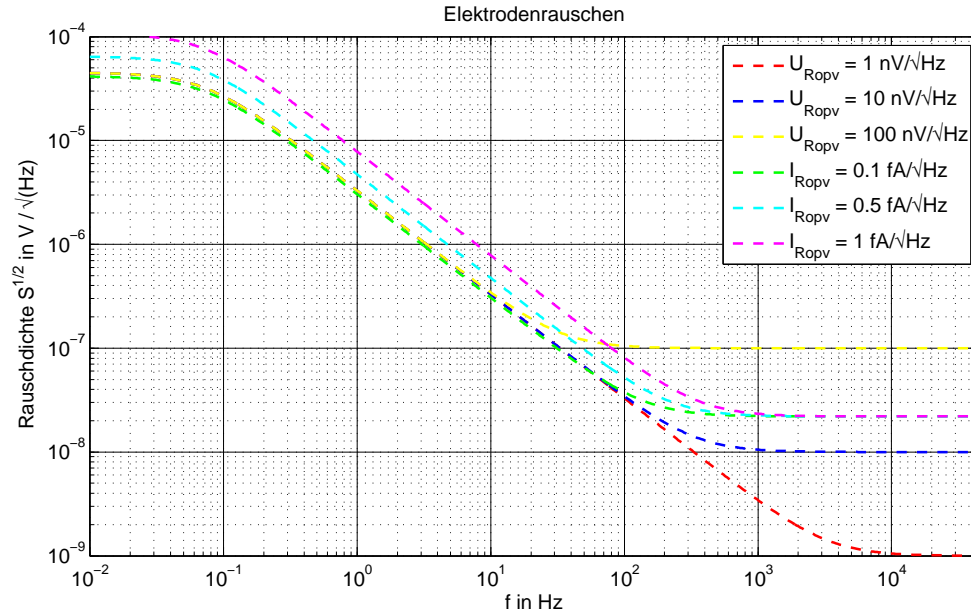


Abbildung 3.13: Abhängigkeit der spektralen Rauschspannung vom Operationsverstärker (Variation eines Parameters, die anderen Parameter entsprechen den Standardwerte aus Tab. 3.2).

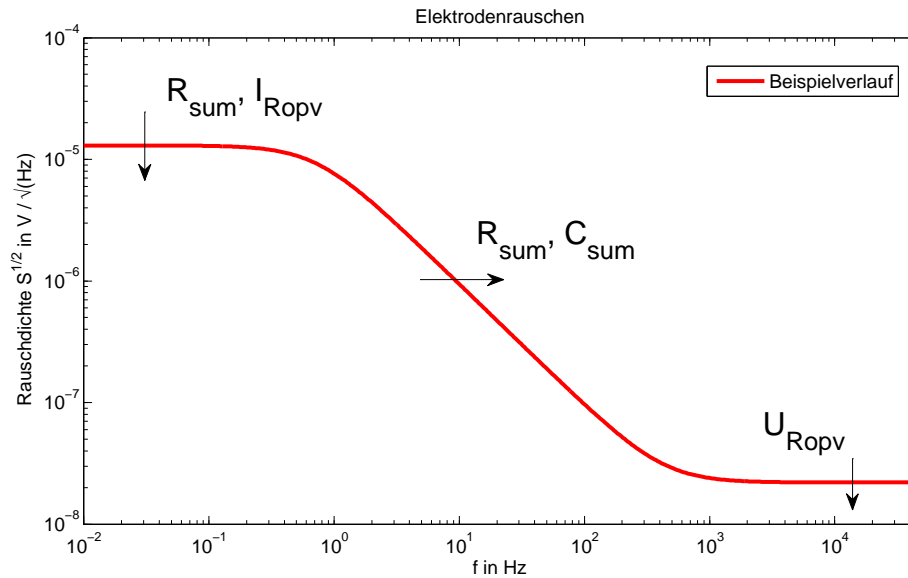


Abbildung 3.14: Abhängigkeit des Elektrodenrauschens von den Modellparametern (Pfeilrichtung = Verkleinerung der Parameter).

die Dämpfung des Signals am Eingang. Daraus folgt, dass die Eingangskapazität so klein wie möglich gehalten werden muss. Abb. 3.15 fasst diese Einflussfaktoren auf den Frequenzgang zusammen.

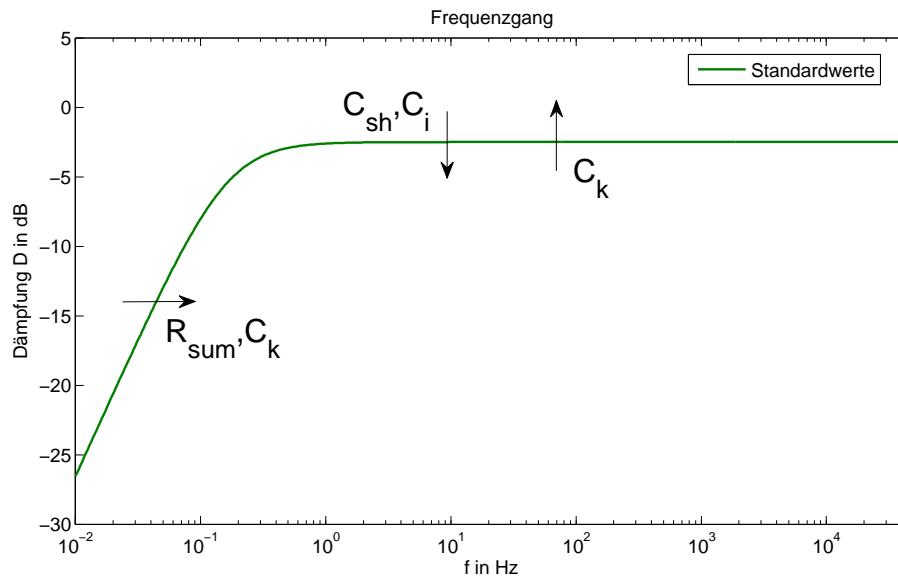


Abbildung 3.15: Simulierter Frequenzgang der Elektrode mit bestimmenden Parametern (Pfeilrichtung = Verkleinerung der Parameter).

3.3 Kapazitives EKG-System

Das kapazitive EKG-System, welches im Rahmen dieser Arbeit entwickelt wurde, nutzt die bereits beschriebenen Elektroden in einer Arrayanordnung zur Messung des EKGs.

3.3.1 Zielsetzung

Basierend auf den Erkenntnissen des bisher am Institut entwickelten EKG-Systems (Kap. 3.1) wurde ein neuer Prototyp entworfen. Wichtige Einschränkungen am bisherigen System ergaben sich durch die starre Sensoranordnung, die aufgrund der durch die Puls-Bewegung hervorgerufenen Artefakte keine sinnvolle EKG-Messung ermöglichte, und die Größe des Sensor-Aufbaus, der beidseitig unter dem Tablet-PC hervorragte. Elektronik und Sensoren sollten möglichst so angeordnet werden, dass das Array hinter dem Tablet-PC angeordnet ist.

3.3.2 Hardware

Abb. 3.16 zeigt das in dieser Arbeit entwickelte Gesamtsystem in Front- und Rückansicht. Dabei ist der Tablet-PC mit dem daran befestigten Sensor-Array zu sehen, wobei das Sensor-Array an einer Aluminiumplatte befestigt ist, die wiederum mit



Abbildung 3.16: Front- und Rückansicht des EKG-System mit Sensor-Array.

dem PC verschraubt ist. Aus dem Sensor-Array ragen die 15 kapazitiven Elektroden des Systems heraus. Die Anschlüsse zwischen Tablet-PC und Sensor-Array sind verdeckt ausgeführt, an der Oberseite kann man abgewinkelt den USB-Anschluss erkennen.

Mechanische Aufhängung Sensor-Array

Zur Reduzierung des Pulsartefaktes des alten Systemaufbaus wurde die starre Kopplung der Elektroden aufgelöst und die jeweiligen Sensoren einzeln aufgehängt. Da damit aber die Isolierung der Elektroden durch das Gehäuse wegfiel, wurden die Elektroden einzeln mit einer Isolationsfolie versehen. Die Elektroden wurden mittels einer Trägerplatte in einer Arrayanordnung fixiert, wobei eine Federung in Richtung des Patienten realisiert wurde (in Abb. 3.17 symbolisiert durch die Federn)

Die Elektrode selbst und das Führungsloch in der Bodenplatte wurden mit einer Führungs-Nut versehen, um ein Verdrehen der Elektrode um die Längsachse zu verhindern. Gleichzeitig wurde diese Nut kurz oberhalb der Elektrodenfläche beendet, um so wirksam ein vollständiges Eindringen der Elektrode in die Boden-

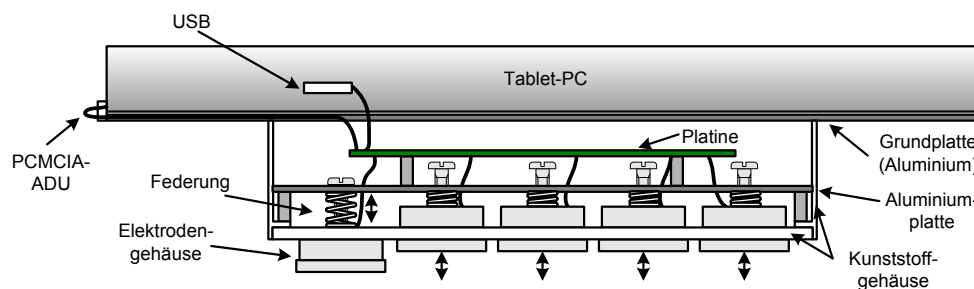


Abbildung 3.17: Schematischer Aufbau des Systems mit flexibler Lagerung der Elektroden.

platte zu verhindern. Der Federweg jeder Elektrode liegt bei etwa 7 mm. Neben der Schraubendurchführung in der Trägerplatte wurde jeweils eine Durchführung für die Anschlusskabel der Elektrode vorgesehen. Auf der Trägerplatte sitzen die Verstärkerplatine und die Spannungsversorgung der Elektroden. Das Trägergehäuse und die Bodenplatte bestehen aus weißem Kunststoff.

Elektrode

Die für das EKG verwendete Elektrode weist neben dem bereits beschriebenen Impedanzwandler einen Bandpassfilter 2.Ordnung auf, wobei die untere Grenzfrequenz bei 200 mHz und die obere bei 80 Hz liegt. Zum Einsatz kommt ein LMC6084 der Firma National Instruments, der vier Operationsverstärker in einem Gehäuse vereint, wovon hier drei verwendet werden. Zusätzlich verstärkt der Bandpass mit einem Verstärkungsfaktor von zwei. Abb. 3.18 zeigt eine derartige Elektrode ohne das äußere Abschirmgehäuse.

Verstärker und Spannungsversorgung

Hinter den Elektroden befindet sich die Platine mit den Differenzverstärkern und der Spannungsversorgung, die auch für die Elektroden verwendet wird (siehe Blockschaltbild Abb. 3.19). Die Elektroden werden differenziell gegen einen Referenzkanal gemessen, wobei dieser aus einer Elektrode des Arrays besteht. Als Differenzverstärker werden INA126 Instrumentenverstärker mit einer hohen Gleichtaktunterdrückung bei gleichzeitig niedrigem Stromverbrauch eingesetzt. Die Ausgänge dieser Verstärker werden auf einen Stecker geführt, um sie anschließend mit der Analog-Digital-Umsetzerkarte zu verbinden.

Die Spannungsversorgung von $\pm 4,5\text{ V}$ wird mittels eines DC/DC-Wandlers aus der USB-Spannung (5 V) des Tablet-PCs gewonnen. Dabei wird hinter dem DC/DC-



Abbildung 3.18: Elektrode ohne Abschirmgehäuse.

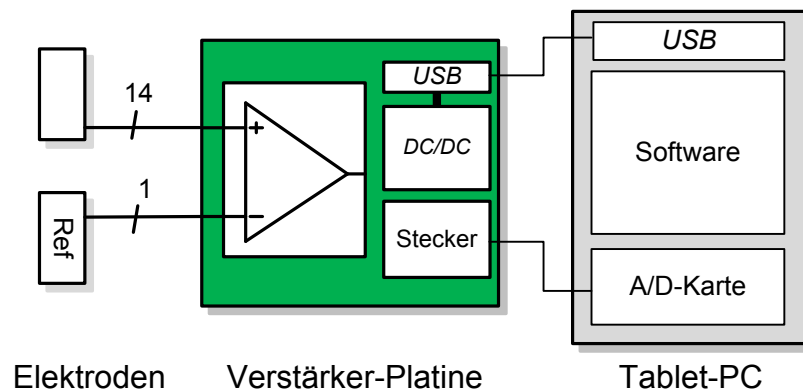


Abbildung 3.19: Blockschaltbild des EKG-Systems.

Wandler eine Filterschaltung mit Linearreglern eingesetzt, um das Versorgungssignal möglichst ungestört an die Verstärker zu führen, wobei insbesondere die durch den DC/DC-Wandler erzeugten Schaltstörungen unterdrückt werden. Für die Linearregler wird eine etwas höhere Spannung als Reserve für die Regelung benötigt, in diesem Fall $\pm 0,5$ V.

Ankopplung Tablet-PC

Neben dem USB-Anschluss, der ausschließlich für die Spannungsversorgung des Sensor-Arrays verwendet wird, befindet sich im PCMCIA-Slot des Tablet-PCs eine DAQ-Karte vom Typ NiDAQ 6036e der Firma National Instruments, die die Analog/Digital-Umsetzung der Sensorsignale übernimmt. Sie besitzt 16 Kanäle mit einer Auflösung von 16 Bit und einer maximalen Abtastrate von 200 kHz. Im vorliegenden Fall werden die EKG-Signale mit 500 Hz abgetastet, was für die Anwendung ausreichend ist. Der Anschluss der Karte an die Verstärkerplatine erfolgt mittels eines Flachbandkabels, welches über ein Steckergehäuse unter der Metallplatte zum Sensor-Array geführt wird.

3.3.3 Software Tablet-PC

Die auf dem Tablet-PC laufende Software basiert auf der Entwicklungsumgebung LabWindows/CVI von National Instruments und ist in C geschrieben, Teile der Software entstanden bereits vor Beginn dieser Arbeit im Rahmen der Vorarbeiten, wobei aufgrund des neuen Systemdesigns sämtliche relevanten Module grundlegend überarbeitet wurden. Die Software ist zuständig für die Aufzeichnung, Darstellung und Speicherung der EKG-Daten und arbeitet direkt mit der PCMCIA-DAQ-Karte

zusammen. Abb. 3.20 zeigt ein Screenshot der Aufnahmesoftware mit gemessenen EKG-Daten. Die Bedienung der Software erfolgt entweder ausschließlich mit denen am Rand des Tablet-PCs befindlichen Tasten oder aber mit dem Stift über Bildeingabe.

Die Software zeigt in der Grundeinstellung die (gefilterten) Signale der Elektroden an, wobei sich die Filterparameter über einen zusätzlichen Dialog einstellen lassen. Ebenso lassen sich einzelnen Kanäle mit den Schaltflächen rechts vom Zeitgraphen an- bzw. abwählen. Um sich direkt Standardableitungen anzeigen zu lassen, müssen zunächst einzelne Kanäle den Positionen relativ zum Körper zugeordnet werden, bevor aus diesen die entsprechenden Ableitungen berechnet und anstatt der Einzelkanäle im Zeitgraph angezeigt werden. Im Aufzeichnungsmodus werden die Daten direkt auf die Festplatte geschrieben. Die Software basiert auf einem Multithreading-Ansatz, um eine gleichzeitige Datenaufnahme und Anzeige bzw. Aufnahme in Echtzeit zu gewährleisten. Neben dem Anzeigemodus gibt es weitere Programmteile zur Anzeige aufgenommener Daten, zur Darstellung von Potentialgraphen und zur Filterung von Daten. Die Software ermittelt aus dem EKG automatisch die Herzfrequenz und zeigt diese während der Messung auf dem Display an. Falls gewünscht, erfolgt auch eine akustische Ausgabe über den Lautsprecher des Tablet-PCs. Zur



Abbildung 3.20: EKG-Software zur Anzeige und Aufnahme der EKG-Daten auf dem Tablet-PC.

Erkennung der QRS-Komplexe und der Bestimmung der Herzfrequenz kommt der Pan-Tompkins-Algorithmus zum Einsatz [162]. Mit dieser Erkennung wird gleichzeitig eine Erkennung der Einschwingvorgänge direkt nach dem Aufsetzen des Systems realisiert, so dass der Nutzer erst dann die Messdaten zu sehen bekommt, wenn ein stabiles Sensorsignal anliegt.

3.3.4 Berechnung von BSPMs

Zur Berechnung und Darstellung der Body-Surface-Potential-Maps wurde ein Softwareprojekt auf Basis von IGOR von Wavemetrics entwickelt. Die BSPM wird dabei anhand der geometrischen Anordnung der Sensoren, deren Messsignale als Stützpunkte dienen, in einem zweidimensionalen Höhendigramm interpoliert. Dazu werden zum einen Höhenlinien berechnet und zum anderen eine Matrix mit Farbinformationen generiert, die die interpolierten Werte zwischen den Sensoren entsprechend farblich codiert. Die Codierung kann dabei mit Hilfe integrierter Funktionen an die jeweils optimale Darstellung angepasst werden (beispielsweise zur unterschiedlichen Darstellung des QRS-Komplexes im Vergleich zur T-Welle mit geringerer Amplitude). Bild 3.21 zeigt zwei derartige Graphen der gleichen Messung mit unterschiedlichen Codierungen. Die Grenzen für die Codierung werden automatisch von der Software aus den Zeitsignalen der EKGs bestimmt.

Zusätzlich wird ein Butterflyplot der EKG-Kanäle erstellt, d.h. die Kanäle werden mit identischer Zeit- und Amplitudenbasis übereinander dargestellt. Die Software berechnet für einzelne Zeitpunkte die BSPMs oder kann alternativ aus einer Sequenz von EKG-Zeitpunkten ein Video erstellen, welches die zeitliche Änderung der BSPMs besser darstellt. Es besteht die Möglichkeit, einzelne Kanäle vorher aus-

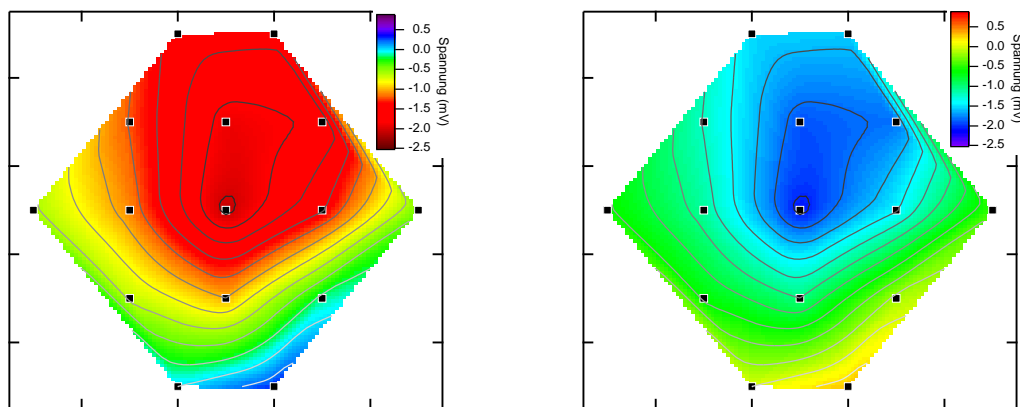


Abbildung 3.21: BSPM-Plots mit unterschiedlicher Farbcodierung.

zuschließen, um so eventuell gestörte Signale nicht zu berücksichtigen. Die so ausgeblendeten Kanäle werden im BSPM nicht dargestellt und stattdessen mit Hilfe der verbleibenden Kanäle interpoliert. Der Referenzkanal wird grundsätzlich auf das Potential 0 V gesetzt und dient somit ebenfalls als Stützpunkt. Eingelesen werden können sowohl ungefilterte als auch gefilterte EKGs, wobei neben Bandpassfilter und Notch-Filter (50 Hz) auch Glättungsfilter (Moving Average, Savitzki-Golay) zur Verfügung stehen, wie sie auch bei herkömmlichen galvanischen EKG-Systemen zum Einsatz kommen.

3.3.5 Extraktion von Standardableitungen

Die Extraktion der in Kapitel 2.2 beschriebenen Standardableitungen basiert auf der Definition eines Sensordreiecks aus den Elektroden im Array zur Bildung der Ableitungen nach Einthoven/Goldberger bzw. zur Verwendung einzelner Elektroden (Abb. 3.22). Dabei werden entsprechend den üblich verwendeten Extremitäten (rechte und linke Hand, linker Fuß) Elektroden an entsprechenden Positionen (oben rechts und links, unten links) ausgewählt.

Diese Extraktion kann allerdings nur eine Näherung der normalerweise herzfern aufgenommenen Einthoven/Goldberger-Ableitungen sein, da nicht an entsprechenden Positionen, sondern herznah gemessen wird. Selbiges gilt für die Referenz der Wilson-Ableitungen, die ja ebenfalls normalerweise aus den Extremitätenableitungen gewonnen wird. Die Ableitungen werden dabei nach folgenden Vorschriften analog zu Gleichungen 2.4, 2.8 und 2.11 gebildet:

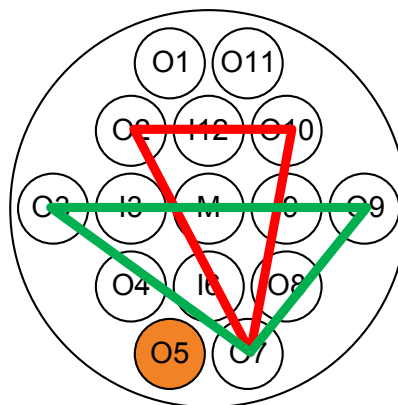


Abbildung 3.22: Beispielhafte Sensordreiecke zur Extraktion der Standardableitungen

Einthoven :

$$I_C = cV_L - cV_R \quad (3.9)$$

$$II_C = cV_F - cV_R \quad (3.10)$$

$$III_C = cV_F - cV_L \quad (3.11)$$

Goldberger :

$$aVR_C = cV_R - (cV_L + cV_F)/2 \quad (3.12)$$

$$aVL_C = cV_L - (cV_R + cV_F)/2 \quad (3.13)$$

$$aVF_C = cV_F - (cV_R + cV_L)/2 \quad (3.14)$$

Wilson :

$$Vi_C = cV_i - (cV_R + cV_L + cV_F)/3 \quad (3.15)$$

Durch die Differenzbildung werden Störungen insbesondere auf dem Referenzkanal eliminiert, da dieser durch die Gleichungen aus dem Berechnungsterm herausfällt. Hier beispielhaft für eine Ableitung gezeigt (U_R ist dabei die Spannung der Referenzelektrode):

$$V_C = (U_1 - U_R) - (U_2 - U_R) = U_1 - U_2 \quad (3.16)$$

Die eigentliche Wahl der Referenzelektrode hat somit keinen Einfluss auf die Bildung der Standardableitungen. Die Berechnung und Darstellung der Ableitungen wurde in der Software Matlab von Mathworks implementiert, wobei eine zusätzliche Berücksichtigung der Verdrehung des Sensorarrays im Bezug auf die Körperachse möglich ist. Auch hier kann das Signal vor der Berechnung mit entsprechenden digitalen Filtern analog zur Vorverarbeitung bei den BSPMs bearbeitet werden.

3.4 EEG-Helm und BCI

Neben der Messung des EKGs war die Messung des EEGs ein zentraler Bestandteil dieser Arbeit. Dazu wurde ein Helmsystem entwickelt, welches zunächst nur auf analoger Seite realisiert wurde und eine kommerzielle Hardware zur Datenaufnahme verwendete. Im Laufe der Arbeit wurde diese Hardware durch ein eigenes System ersetzt, welches eine höhere Flexibilität im Messablauf ermöglichte, da an unterschiedlichen Orten Messungen unabhängig vom Vorhandensein der Messaufnahmehardware durchgeführt werden konnten.

3.4.1 Zielsetzung

Die kapazitiven Elektroden sollten zunächst für die Messung des EEGs optimiert werden, da hier eine maximale Empfindlichkeit von großer Bedeutung war. Gleichzeitig ist die räumliche Auflösung durch die Kopfgröße vorgegeben, so dass die Elektrodengröße begrenzt ist. Die Kanalanzahl des Systems wurde in Rücksprache mit Neurologen auf 28 Kanäle festgelegt, so dass damit auch die Anforderungen für das Datenaufnahmesystem gegeben waren. Dieses musste außerdem aufgrund der geringen Signalamplitude von wenigen μV bei gleichzeitig vorhandenen Störungen im mV-Bereich und der damit begrenzten maximalen Verstärkung mit einer Auflösung von 24 Bit ausgestattet sein. Die Abtastrate sollte mindestens 1 kHz betragen, wobei für spezielle Messungen eine Option bis 10 kHz existieren sollte. Der eigentliche Helm war in der Planung für möglichst viele Kopfgrößen so zu realisieren, dass eine maximale Anzahl von Elektroden mechanischen Kontakt zum Kopf hat und trotzdem ein ausreichender Tragekomfort sichergestellt ist.

3.4.2 Helmsystem mit Elektroden

Im ersten Schritt wurde ein 8-Kanal-System realisiert, welches als Basis einen Motorradhelm hatte (Abb. 3.23(a)). An diesem System wurde die grundsätzliche Funktionsweise des Systems getestet, insbesondere was die Aufhängung der Elektroden betrifft. Außerdem wurden damit erste EEG-Messungen durchgeführt. Basierend auf diesem System wurde dann der Helm auf 28 Kanäle ausgebaut (Abb. 3.23(b)).

Die im Helm eingesetzten Elektroden basieren auf einem Impedanzwandler vom Typ LMC6082 und haben einen Hochpassfilter mit einer unteren Grenzfrequenz von 200 mHz. Aufgrund der relativ langen Kabellänge von gut zwei Metern und der damit verbundenen vermehrten Einkopplung von hochfrequenten Störungen wurde ein



(a) 8-Kanal Helm

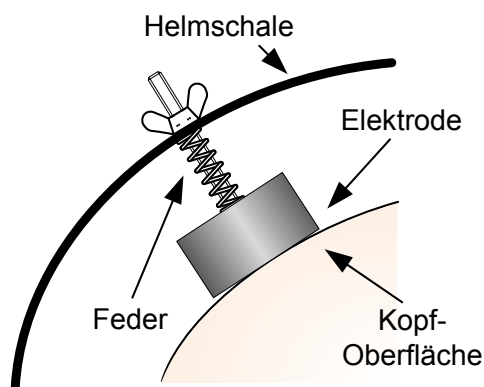


(b) 27-Kanal Helm

Abbildung 3.23: EEG-Helmsystem mit kapazitiven Elektroden.

HF-Filter eingebaut, das Frequenzen oberhalb 1 MHz unterdrückt. Der Elektroden-durchmesser beträgt 30 mm, die Abschirmung ist ähnlich zu den EKG-Elektroden ausgeführt. Jede Elektrode ist einzeln federnd im Helm aufgehängt, wobei ein Federweg von 2-3 cm je nach Position im Helm realisiert wurde. Abb. 3.24(a) zeigt die Aufhängung, die auf einer Gewindestange mit Kontermutter basiert. Beim Aufsetzen des Helms federn die Elektroden ein und können so optimal an unterschiedliche Kopfformen angepasst werden (Innenansicht des Helms siehe Abb. 3.24(b)). Allerdings ist diese Anpassung auf Kopfgrößen von M-XL (Helmgröße) begrenzt. Für die prototypische Ausführung des Systems ist diese Einschränkung aber ausreichend, da das System bei ausreichend vielen Probanden passt.

Die Elektroden sind analog zum erweiterten internationalen 10-20-System an-



(a) Federnde Aufhängung der Elektroden im Helm



(b) Innenansicht des Helms mit Elektroden

Abbildung 3.24: Elektrodenaufhängung im Helmsystem.

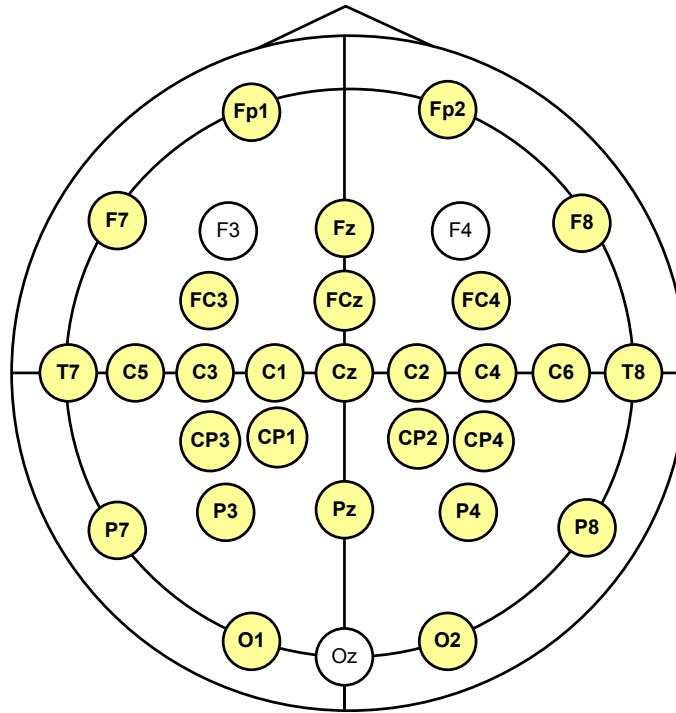


Abbildung 3.25: Elektrodenpositionen im 28-Kanal-Helm.

geordnet, wobei insbesondere der okzipitale und motorische Cortex zusätzlich mit Elektroden abgedeckt wurden. Die Abb. 3.25 zeigt die Positionen der Elektroden relativ zur Kopfform, wobei das Dreieck an der Oberseite die Nase repräsentiert. Die weißen Kanäle sind optional durch Umsetzen von Kanälen belegbar.

Das Gesamtgewicht des Helms beträgt inklusive Elektroden und Anschlusskabeln ca. zwei Kilogramm und ist somit noch im Bereich dessen, was auch über längere Messdauern als akzeptabel im Tragekomfort angesehen werden kann. Die Kabel werden einzeln geschirmt aus den Elektroden herausgeführt und enden auf einem 4-poligen Stecker, der sowohl das Signal als auch die Spannungsversorgung der Elektrode beinhaltet.

3.4.3 Headbox

Die Elektrodenkabel werden an die sogenannte Headbox angeschlossen, welche für die differentielle Verstärkung und Filterung auf analoger Seite und für die Analog/Digital-Umsetzung und Weiterleitung an den PC verantwortlich ist. Zu Beginn der Arbeit wurde sowohl mit dem 8-Kanal-System als auch mit 24 Kanälen eine rein analoge Variante in Kombination mit einer bzw. mehreren kommerziellen Analog-Digital-Umsetzkarten vom Typ NI-4472 von National-Instruments verwendet. Da

diese aber nicht an allen Standorten der Messungen zur Verfügung standen und außerdem keine galvanische Trennung zum Helmsystem gewährleistet werden konnte, wurde im Laufe der Arbeit die Analog-Digital-Umsetzung in die Headbox mit integriert. Ein Blockschaltbild der einzelnen Komponenten der Headbox ist in Abb. 3.26 gezeigt, farblich unterteilt in Analog- und Digitalteil sowie in die Spannungsversorgung und die angeschlossene USB-Einheit. Die Datenübertragung erfolgt über eine galvanisch trennende Glasfaserverbindung, welche dann vor dem PC wieder in ein USB-Signal gewandelt wird. Die Headbox und der Helm werden mittels einer Batteriebox versorgt, wie es bei EEG-Verstärkern üblich ist, um die galvanische Trennung vom Stromnetz zu gewährleisten.

Analogteil

Der Analogteil besteht aus 27 Differenzverstärkern vom Typ AD8221 von Analog Devices, die sich durch eine sehr hohe Gleichtaktunterdrückung über einen weiten Frequenzbereich auszeichnen. Die Verstärkung der Stufen beträgt jeweils 200, wobei diese Verstärkung durch die hohe Dynamik begrenzt ist. Diese ist bedingt durch die im Vergleich zum normalen EEG relativ große Störeinkopplung bei kapazitiven Elektroden. Die 27 Elektroden werden differentiell gegen eine festzulegende 28. Elektrode gemessen, die als Referenzelektrode fungiert, wobei die Wahl der Referenz durch den Referenzeingang an der Headbox erfolgt. Hinter den Elektroden folgt ein Antialiasing-Filter, bevor das Signal wieder in ein differentielles Signal mittels eines entsprechenden Treiber gewandelt wird, um es so auf die differentiellen Eingänge des Analog-Digital-Umsetzers (ADU) zu geben. Dieser ADU vom Typ ADS1255 von Texas Instruments setzt das Signal mit 24 Bit bei einer Abtastrate von maximal 30 kSamples/s um, wobei der ADU intern mit 64-fachem Oversampling nach dem $\Sigma\text{-}\Delta$ -Prinzip arbeitet. Prinzip bedingt erreicht der ADU bei diesen hohen Abtastraten deutlich weniger als 24 Bit, wobei bei einer Abtastrate von 1 kSamples/s

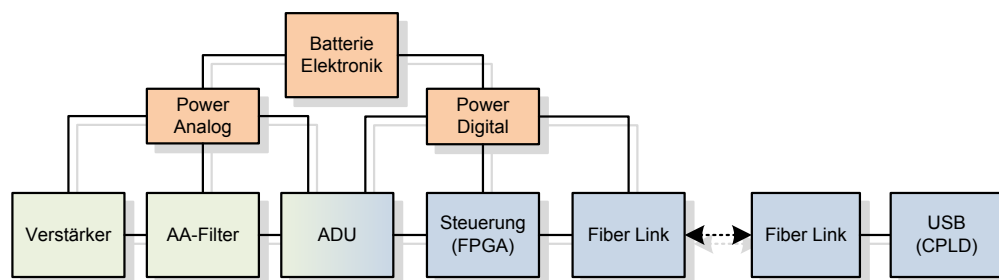


Abbildung 3.26: Blockschaltbild des Datenaufnahmesystems.

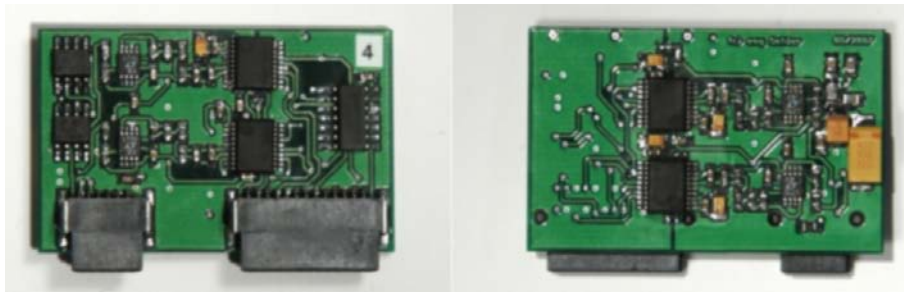


Abbildung 3.27: ADU-Modul mit vier 24-bit-Kanälen (Ober- und Unterseite).

effektiv 19 Bit rauschfrei zur Verfügung stehen. Damit gehört der ADU allerdings zu den besten auf dem Markt verfügbaren Umsetzern. Die 19 Bit sind für die hier beschriebene Anwendung im EEG ausreichend. Der ADU ist mit dem Digitalteil mittels des Serial-Peripheral-Interface (SPI) verbunden und wird über dieses Interface extern synchronisiert. In der Headbox befinden sich 28 ADU-Kanäle, wobei jeweils 4 Kanäle auf einem ADU-Modul vorhanden sind und somit sieben derartige Module Verwendung finden. Abb. 3.27 zeigt ein derartiges Steckmodul mit jeweils zwei ADU-Kanälen auf Ober- und Unterseite.

Digitalteil

Motherboard Die 28 ADU-Kanäle sind mit ihren Schnittstellen mit einem FPGA (Field-Programmable-Gate-Array) verbunden, welcher das Auslesen und Weiterverarbeiten der Messdaten übernimmt. Das eigentliche Motherboard mit sieben Modulen und dem FPGA vom Typ Cyclone II von Altera ist in Abb 3.28 dargestellt.

Das Programm für den FPGA befindet sich in einem externen Konfigurationsspeicher auf der Platine und wird direkt nach Systemstart in den FPGA geladen, da dieser keinen nichtflüchtigen Speicher besitzt. Der FPGA läuft mit einem Takt von 48 MHz, aus dem er intern mittels einer PLL (Phased-Locked-Loop) den Takt von 7,68 MHz für die ADU-Module erzeugt. Das eigentliche Programm für den FPGA wurde in VHDL geschrieben. Ein Blockschaltbild der einzelnen Programmmodule im FPGA ist in Abb 3.29 dargestellt.

Die Daten der ADUs werden per SPI ausgelesen, außerdem werden die ADUs über diese Schnittstelle konfiguriert. Dies geschieht somit parallel auf 28 SPI-Kanälen. Ein Zustandsautomat (State-Machine) holt diese Daten von den SPI-Modulen ab, setzt sie zu einem Multiplex-Datenstrom zusammen und gibt sie an die so genannten 8b/10b-Encoder weiter, die daraus einen gleichspannungsfreien Datenstrom generieren, der eine Wiedergewinnung des Taktsignals auf Empfängerseite erlaubt. Somit muss kein zusätzliches Taktsignal übertragen werden [163]. Dabei wird aus jeweils

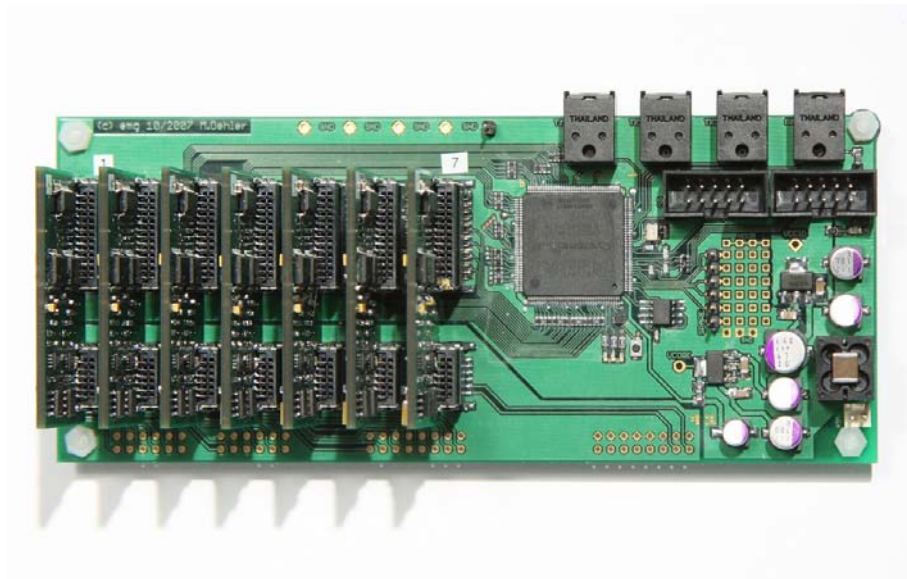


Abbildung 3.28: Motherboard mit sieben ADU-Modulen und Glasfaserinterface.

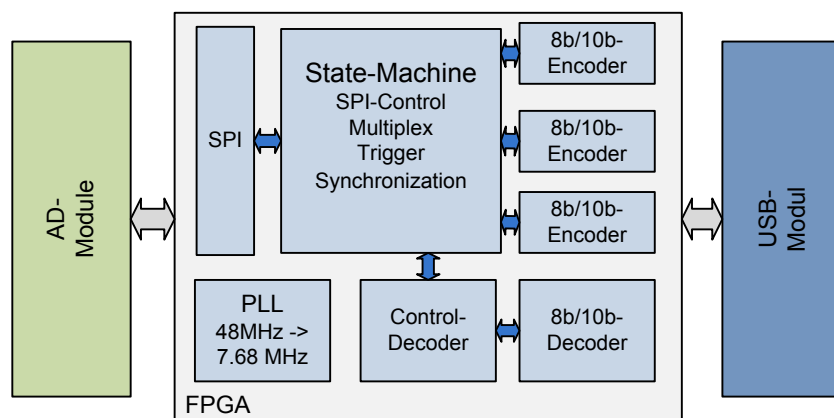


Abbildung 3.29: Blockschaltbild des FPGAs mit angeschlossener Peripherie.

8 Bit ein 10 Bit Wort so erzeugt, dass möglichst eine gleiche Anzahl Einsen und Nullen vorhanden ist (Gleichspannungsfreiheit) und zusätzlich nicht mehr als fünf Einsen oder Nullen aufeinander folgen (Taktrückgewinnung). Da nicht genug Worte mit genau fünf Einsen und Nullen zur Verfügung stehen, kann mittels einer Polaritätsumschaltung eine ungleiche Anzahl (z.B. sechs Nullen, vier Einsen) im darauf folgenden Wort ausgeglichen werden (vier Nullen, sechs Einsen). Des Weiteren steht durch die zusätzlichen zwei Bit ein Coderaum zur Verfügung, der nicht als Datenworte vorkommen kann und daher zur Übertragung von Kontrollinformationen und Synchronisationswörtern verwendet werden kann. 8b/10b-Kodierung wird in vielen gängigen seriellen Übertragungsverfahren wie z.B. PCI Express, Serial ATA oder

auch Firewire eingesetzt.

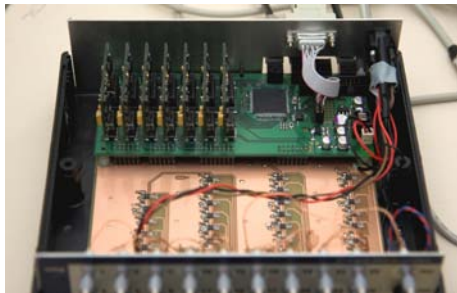
Der erzeugte 8b/10b Datenstrom wird auf Sendedioden für die Glasfaserstrecke gegeben, welche aus handelsüblichen Toslink-Sendern bestehen, wie sie auch im Audiobereich eingesetzt werden. Diese können eine maximale Datenrate von 15 MBit/s verarbeiten, wobei sich aus den gegebenen Parametern folgende maximale Datenrate durch die Abtastung ergibt:

$$d_{max} = 24 \text{ Bit} * 28 * 30 \text{ kHz} = 20,16 \text{ MBit/s} \quad (3.17)$$

Durch die 8b/10b-Kodierung kommen noch einmal 20% Overhead dazu, so dass sich knapp 25 MBit/s ergeben. Daher sind mehrere Glasfaserverbindungen notwendig. Auf dem Board sind für die Verbindung zum PC drei Sender vorgesehen, was einer maximalen Datenrate von 45 MBit/s entspricht. Damit ist genug Reserve für die EEG-Daten vorhanden. Da im aktuellen System maximal 10 kSamples/s benötigt werden, sind derzeit auch nur zwei Sender bestückt, über die jeweils 14 Kanäle übertragen werden. Des Weiteren ist ein Empfänger für die Verbindung vom PC zur Headbox vorgesehen, über den die Ablaufsteuerung der Messung und die Einstellung der Parameter wie z.B. der Abtastfrequenz erfolgen kann. Zu diesem Zweck ist im FPGA auch ein 8b/10b-Decoder implementiert, die Erkennung der jeweiligen Steuerkommandos übernimmt ein spezieller Kontrollwort-Decoder in Zusammenarbeit mit dem Zustandsautomaten. Zur Synchronisierung des 8b/10b-Datenstroms werden Kontroll-Wörter der 8b/10b-Kodierung verwendet.

Weiterhin kümmert sich der Zustandsautomat um die Synchronisation der ADUs und die Aufnahme von Triggersignalen, die über eine Schnittstelle an der Rückseite der Headbox in den FPGA eingespeist werden können und synchron zum ADU-Signal aufgezeichnet werden. Im FPGA werden derzeit ca. 2500 Logikelemente (LE) der 8000 verfügbaren LEs verwendet, so dass auch zukünftig noch genug Platz für Erweiterungen bleibt. Abb. 3.30(a) zeigt das in der Headbox eingebaute FPGA-Motherboard zusammen mit dem Analogteil. Abb. 3.30(b) zeigt die Headbox zusammen mit der Batteriebox und mit angeschlossenen Kanälen.

USB-Modul Die Wandlung der Glasfaserstrecke auf USB zur Weiterverbindung zum PC übernimmt ebenfalls ein programmierbarer Baustein, in diesem Fall ein CPLD (Complex Programmable Logic Device) vom Typ MAX II von Altera (Abb. 3.31(a)). Verwendet wird hier ein am Institut entwickeltes USB-Modul, wobei die Software für das Modul komplett neu entwickelt wurde. Auf dem Modul befindet sich ein USB-Controller der Firma Cypress vom Typ FX2, der eine USB-Übertragung nach dem Highspeed-Standard (USB 2.0) ermöglicht (max. 480 MBit/s). Die 15 MBit/s

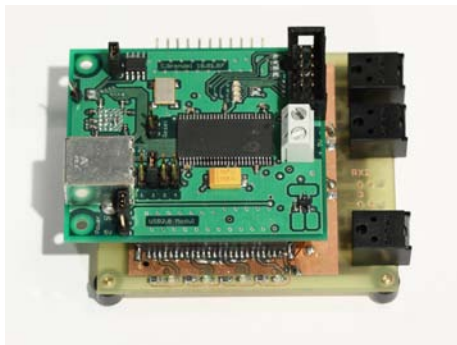


(a) Headbox mit Analog- und Digitalteil

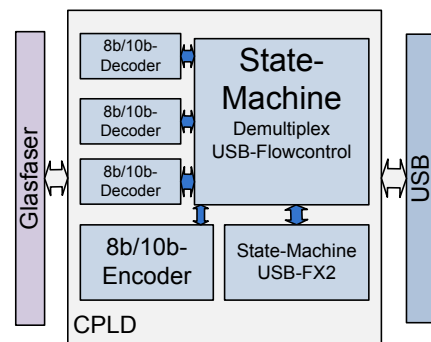


(b) Headbox und Batteriebox mit angeschlossenenem Helm

Abbildung 3.30: Headbox des 28-Kanal-Helmsystems.



(a) Foto des USB-Moduls



(b) Blockschaltbild des inneren Aufbaus

Abbildung 3.31: USB-Modul zur Datenübertragung zwischen PC und Motherboard.

des Full-Speed Standards (USB 1.1) wären für diese Anwendung nicht ausreichend. Die Glasfasersignale werden im CPLD 8b/10b-dekodiert, wobei das Taktsignal aus dem Datenstrom zurückgewonnen wird (Abb. 3.31(b)).

Ein Zustandsautomat demultiplext die Daten und stellt sie über einen 16Bit breiten Bus dem USB-Controller zur Verfügung. Außerdem übernimmt der Automat die Ablaufsteuerung des USB-Chips (Flowcontrol). Dieser läuft im sogenannten Slave-FIFO Betrieb, das heißt er verhält sich wie ein FIFO-Speicher und wird über den CPLD gesteuert. Die Firmware des Controllers wurde ebenfalls in dieser Arbeit entwickelt und stellt ein asynchrones Interface zum CPLD zur Verfügung. Die Richtung vom PC über das USB-Modul und einen 8b/10b-Encoder hin zur Headbox wird ebenfalls durch den Zustandsautomaten realisiert. Das USB-Modul und die Glasfasersender/Empfänger werden über den USB-Stecker mit Strom versorgt (Bus-Powered), auch hier wird kein zusätzliches Netzteil benötigt.

3.4.4 Software Datenaufnahme

Die Datenaufnahme basiert auf einem USB-Treiber der Firma Cypress, der die Kommunikation mit dem FX2-Chip auf dem USB-Modul realisiert. Dieser kann mit der CY-API (API=Application Programming Interface) angesprochen werden. Zu diesem Zweck wurde eine spezielle DLL geschrieben, die die C++-Bibliothek der Cy-API über C-Routinen und damit kompatibel zu dem hier verwendeten Programm Matlab zur Verfügung stellt. Diese so genannte Wrapper-DLL holt die Daten kontinuierlich vom FX2 Chip ab, speichert sie in einen Ringpuffer, und stellt sie über diesen Puffer asynchron per DLL-Aufruf zur Verfügung. Abb 3.32 zeigt die Struktur der einzelnen Softwareblöcke.

In Matlab wird diese DLL eingebunden und über externe C-Routinen-Calls (DLL-COM) aufgerufen. Die so eingelesenen Daten können dann von der jeweiligen Applikation genutzt werden. Wichtig ist dabei, dass die Wrapper-DLL in einem eigenen Thread läuft, der maximale Priorität besitzt. Der Hardwarepuffer des FX2 reicht nur für einige 100 Bytes aus, so dass insbesondere bei hohen Abtastraten die rechtzeitige Abholung der Daten durch die Wrapper-DLL gewährleistet sein muss. Parameter wie die Größe des Ringpuffers, die Länge der einzelnen Datenpakete und die Steuerbefehle für den FPGA können direkt von der Applikation beeinflusst werden.

3.4.5 Software EEG/BCI

Die Software zur Messung von unterschiedlichen EEG-Signalen und zur Realisierung eines kapazitiven Brain-Computer-Interfaces wurde zum großen Teil in Matlab realisiert. Darüber hinaus sind einzelne Module in C# geschrieben. Es gibt insge-

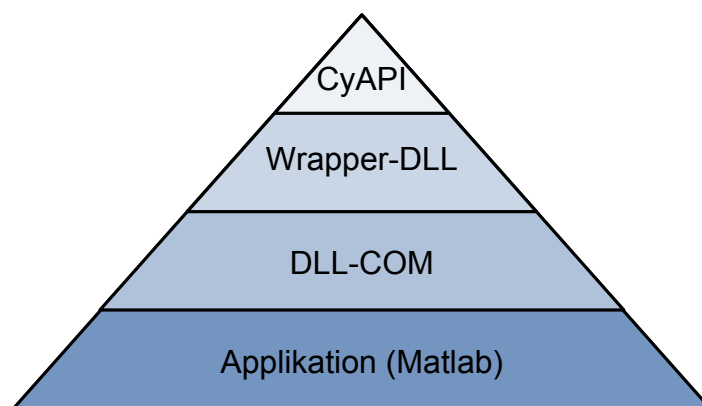


Abbildung 3.32: Aufbau der Softwarestruktur zwischen USB und Anwendung.

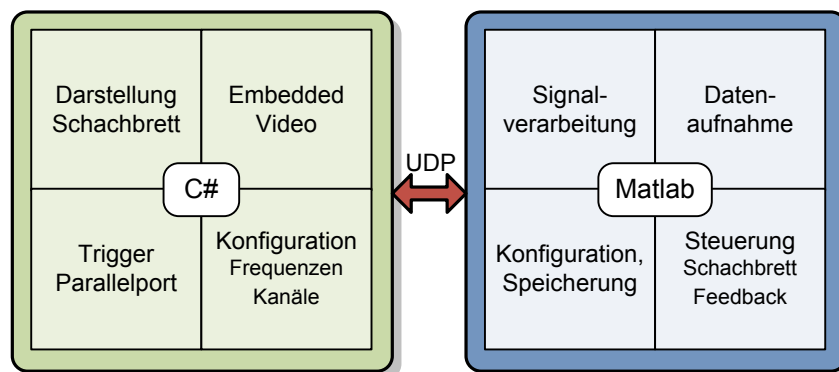


Abbildung 3.33: Blockschaltbild der Softwaremodule.

samt drei zentrale Softwarebausteine. Zum einen die Stimulation zur Anregung von Gehirnsignalen bzw. zur Steuerung von Messungen, dann die Analyse der Daten, sowohl online als auch offline, und zuletzt die Anzeige bzw. Auswertung der Daten und im Falle des BCIs die Generierung von Steuerungsinformationen. Abb 3.33 zeigt einen Überblick über die einzelnen Softwaremodule und deren Kommunikationswege [164, 165, 166].

Stimulation

Für die verschiedenen Messungen werden unterschiedliche Stimulationssignale benötigt, welche von der Software erzeugt werden müssen. Insbesondere bei SSVEP-Messungen muss eine visuelle Stimulation stattfinden, die im verwendeten Aufbau aus Schachbrettmustern besteht, die mit einer festgelegten Frequenz zwischen Schwarz und Weiß wechseln. Diese Muster werden dem Probanden auf einem separaten Bildschirm dargeboten (Abb. 3.34). Von besonderer Wichtigkeit ist eine Frequenzstabilität dieses Musterreizes, da eine Abweichung in der Frequenz in der Analyse zu fehlerhaften Ergebnissen führen kann. Die Stimulation wurde in C# geschrieben, wobei insbesondere dem verwendeten Timer (High Performance Counter) und der Multithreading-Fähigkeit Rechnung getragen wurde. Die Software kann mehrere Schachbretter mit unterschiedlichen Wechselfrequenzen darstellen, wobei die Frequenz über mehrere Stunden stabil bleibt (unter 0.1 Hz Frequenzabweichung). Gleichzeitig erzeugt die Software auf dem Parallel-Port ein Triggersignal, welches synchron zu den Daten von der Headbox aufgenommen und bei der Auswertung genutzt werden kann. Die Stimulation lässt sich vollständig fernsteuern, wobei die Kommunikation mit dem Softwaremodul mittels UDP (UDP=User Datagram Pro-

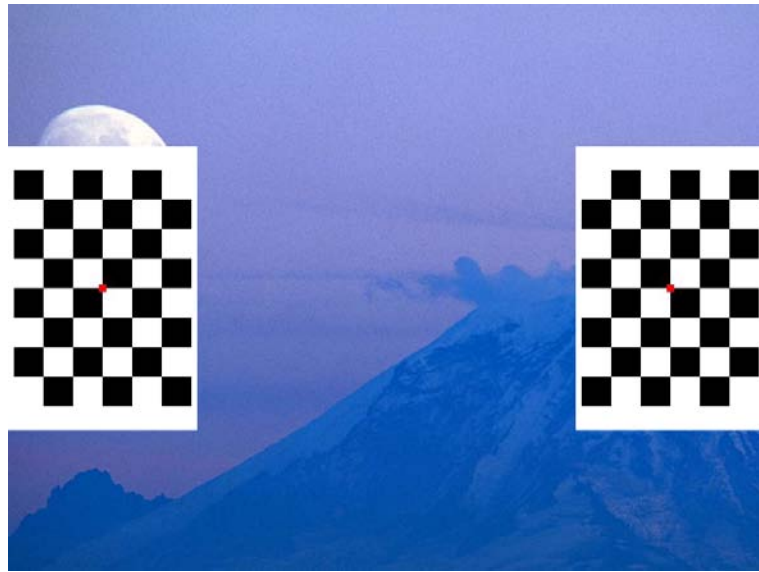


Abbildung 3.34: Bildschirm mit zwei Schachbrettmustern.

tocol) erfolgt. Weiterhin wurden Stimulatoren bzw. Ablaufsteuerungen mit Triggererzeugung für Alpha- und Motorcortex-Messungen erstellt. Die Triggersignale werden mittels Optokoppler galvanisch getrennt zur Headbox übertragen, an der sechs Trigger-Bit-Eingänge zur Verfügung stehen und kontinuierlich aufgezeichnet werden.

Analyse SSVEP-BCI

Die eigentliche Analyse bzw. Detektion der SSVEP-Signale kann sowohl online (also während der Messung) als auch offline (im Anschluss an die Messung) erfolgen. Grundsätzlich lassen sich die einzelnen Schritte der Messung in die in Abb. 3.35 dargestellten Teilabschnitte aufgliedern.

Während der Trainingssession fokussiert der Proband nacheinander die mit unterschiedlichen Frequenzen blinkenden Muster, zusätzlich kann eine Anweisung zur Messung ohne Fokussierung durchgeführt werden, um eine Baseline-Messung zu erhalten. Diese einzelnen Messungen dauern üblicherweise 30 Sekunden, so dass die

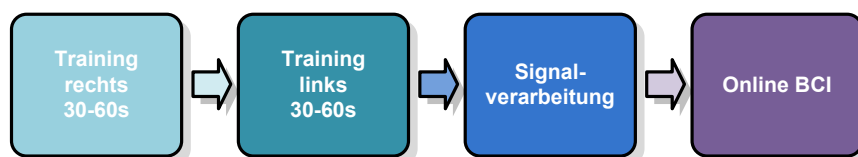


Abbildung 3.35: Ablauf einer BCI-Messung.

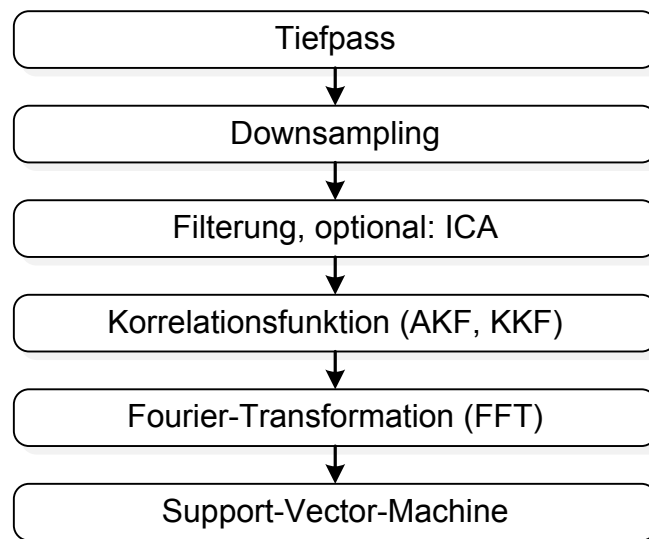


Abbildung 3.36: Ablauf der Signalverarbeitung bei einer BCI-Messung.

Trainingssitzung bei zwei Mustern und einer Baseline-Messung insgesamt 90 Sekunden dauert. Im Anschluss an das Training werden die einzelnen Messungen analysiert, wobei insbesondere ein Merkmalsvektor gebildet wird, anhand dessen dann eine Support-Vector-Machine trainiert wird. Abb. 3.36 zeigt die einzelnen Schritte der Analyse.

Zunächst wird mittels digitaler Tiefpassfilterung das Signal auf den interessierenden Frequenzbereich begrenzt und die Datenmenge anschließend mittels Downsampling reduziert. Anschließend folgen optional weitere Vorverarbeitungsschritte (z.B. Filter, ICA) zur Reduzierung von Störungen im Signal. Mittels der Auto- bzw. Kreuz-Korrelationsfunktion (AKF, KKF) kann die zeitliche Korrelation mit z.B. einem Triggersignal oder bei der AKF im Signal selber extrahiert werden. Dies ist insbesondere bei SSVEP-Messungen sinnvoll, da dort die Stimulation im EEG direkt mit dem Trigger korreliert ist. Anschließend werden mittels Spektralanalyse (FFT) die Leistungen in den interessierenden Signalbändern (jeweils bei den SSVEP-Stimulations-Frequenzen) gemessen und als Merkmale an eine Support-Vector-Machine weitergegeben, die eine Klassifizierung der Daten vornimmt [167].

Dieses Vorgehen wird in Kap. 4.4 im Zusammenhang mit den Messungen näher diskutiert. Die Schritte werden jeweils auf einen Ausschnitt der Daten angewendet und die Merkmale berechnet. Dieser Ausschnitt von wenigen Sekunden Länge wird nun sekundenweise über die Daten geschoben, so dass möglichst viele Merkmalsvektoren innerhalb der 30 Sekunden gewonnen werden. Die Länge dieses Ausschnitts bestimmt die Geschwindigkeit, mit der der Algorithmus die SSVEP-Frequenz de-

tektieren kann, wobei mit längerem Ausschnitt die Detektionsgenauigkeit steigt, bei jedoch sinkender Geschwindigkeit. Anhand dieser Daten werden mittels der Support-Vektor-Machine Hyperebenen im Merkmalsraum gebildet, die dann während der eigentlichen Online-BCI-Messung zur Klassifizierung der Daten herangezogen werden. Während der BCI-Messung kann der Benutzer nun mittels Fokussierung der Muster eine Entscheidung treffen, wobei im vorliegenden Fall mit den Zuständen links, rechts und kein Fokus insgesamt drei Entscheidungsmöglichkeiten zur Verfügung stehen. Die Software bietet die Möglichkeit, mittels einer Anweisungssequenz eine standardisierte Folge von Fokussierungen während der BCI-Messung zu durchlaufen, um so im Anschluss Parameter wie Detektionsgenauigkeit und Geschwindigkeit zu evaluieren.

BCI-Feedback

Während der BCI-Messung bekommt der Nutzer eine Rückmeldung (Feedback) über die von der Software gerade detektierte Entscheidung. Dies geschieht auf dem gleichen Bildschirm, auf dem auch die Schachbrettmuster dargestellt werden, in Form von kleinen Rechtecken. Diese befinden sich rechts und links auf dem Bildschirm und werden entsprechend rot eingefärbt, wenn die Software eine Fokussierung eines der beiden Muster detektiert hat. Wenn kein Muster detektiert wird, bleiben beide Rechtecke schwarz. Zusätzlich wurde die Möglichkeit geschaffen, die Steuerinformation nach außen hin zugänglich zu machen, indem mittels einer über USB angeschlossenen Platine eine Steuerung von externer Hardware, in unserem Beispielaufbau ein Modellauto, möglich ist (Abb. 3.37).

Um eine derartige Steuerung auch praktisch durchführen zu können, wurde in das Modellauto eine Kamera eingebaut, deren Bild zwischen den beiden Schach-

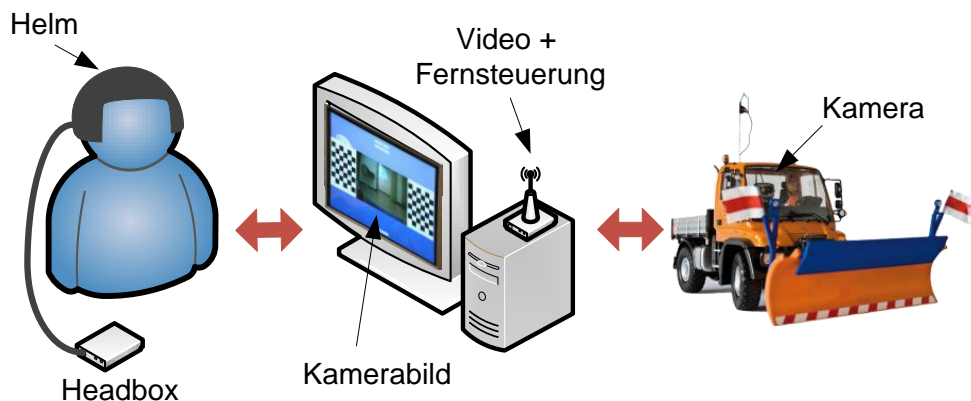


Abbildung 3.37: Demonstrator mit ferngesteuertem Fahrzeug.



Abbildung 3.38: Steuerung eines Modellfahrzeuges mit dem kapazitivem Helm

brettmustern dargestellt wird (die Kamera befindet ist im Führerhaus des LKWs in Abb. 3.38, das Bild wird per Funk übertragen).

Durch Fokussierung der Muster kann das Fahrzeug gelenkt werden. Dazu wurde die externe Steuerplatine des BCI-PCs mit der Funkfernbedienung des Modellfahrzeuges verbunden und softwareseitig an die dort verwendete Modulation entsprechend angepasst. Der BCI-PC übernimmt somit die rechts-links-Steuerung und kann zusätzlich das Fahrzeug mit konstanter Geschwindigkeit starten und stoppen. Dieser Aufbau dient als Demonstrator für die Leistungsfähigkeit des kapazitiven BCI-Systems, es kann mit der Steuerinformation selbstverständlich auch jedes andere System wie z.B. auch ein Computerspiel gesteuert werden.

4

Messungen und Diskussion

In diesem Kapitel werden die Ergebnisse für die verschiedenen Bereiche Elektrode, EKG und EEG dargestellt und mit den Simulationen bzw. der Literatur verglichen. Beginnend mit der eigentlichen Elektrode und deren Verhalten im Bezug auf das Rauschen und die Frequenzantwort werden die verschiedenen Anwendungen im Bereich EKG und EEG vorgestellt und diskutiert. Ziel der Messungen war die Demonstration der Leistungsfähigkeit der Elektroden für die medizinische Messung besonders im Vergleich zu den herkömmlich verwendeten Verfahren.

4.1 Elektroden

Zur Charakterisierung der Elektroden wurde angelehnt an das aufgestellte Elektrodenmodell eine Reihe von Messungen durchgeführt, um die Abhängigkeit des Elektrodenverhaltens von den verschiedenen Parametern zu verifizieren. Die Ergebnisse dieser Messungen sollen mit dem in Kap. 3.2.4 vorgestellten Modell verglichen und die Eignung der Elektroden für die bioelektrische Messung untersucht werden.

4.1.1 Messungen mit unterschiedlichem Biaswiderstand

Zur Messung des Einflusses des Biaswiderstandes auf das Elektrodenrauschen wurden bei ansonsten gleichbleibenden Parametern (vorgegeben durch die Elektrodengeometrie) verschiedene diskrete Biaswiderstände in die Elektroden-Elektronik eingebaut. Die eigentliche Messung fand gegen eine auf Massepotential liegende leitfähige Gegenelektrode statt, die zur eigentlichen Elektrode mittels der Plastikfolie auf der Elektrodenfläche isoliert war. Zusätzlich wurde dieser Aufbau in einem

Schirmgehäuse untergebracht um äußere Störeinflüsse weitgehend zu reduzieren. Die Messung des Frequenzspektrums wurde mit einem Spektrumanalyser vom Typ 35670A der Firma Agilent durchgeführt. Dabei wurde das Spektrum abschnittsweise gemessen und anschließend zusammengesetzt, um so über das komplette Spektrum eine für die Beurteilung des Elektrodenverhaltens ausreichende Frequenzauflösung zu erhalten.

Abb. 4.1 zeigt die gemessene Rauschspannung für drei verschiedene Biaswiderstände zwischen $2,5\text{ G}\Omega$ und $250\text{ G}\Omega$. Zusätzlich sind gestrichelt die mit den jeweiligen Parametern durchgeführten Simulationen zum Vergleich aufgetragen.

Bei den Messungen gibt es nun verschiedene Beobachtungen, die diskutiert werden sollen:

- Im unteren Frequenzbereich (10 mHz - 1 Hz bei $2,5\text{ G}\Omega$) liegt die Messung auf den durch die Simulation berechneten Kurven. Dieser Bereich beschreibt die in Kap. 3.2.4 aufgezeigte Abhängigkeit vom thermischen Rauschen des Biaswiderstandes und den Übergang in das Tiefpassverhalten, hervorgerufen durch das aus Biaswiderstand und Koppelkapazität bestehende RC-Glied.
- Im mittleren Frequenzbereich (1 Hz - 1000 Hz) geht die eigentlich durch die Simulation erwartete $1/f$ -Flanke aus dem Tiefpassverhalten in eine $1/\sqrt{f}$ -Flanke und damit in einen flacheren Verlauf über. Das gemessene Rauschen ist somit

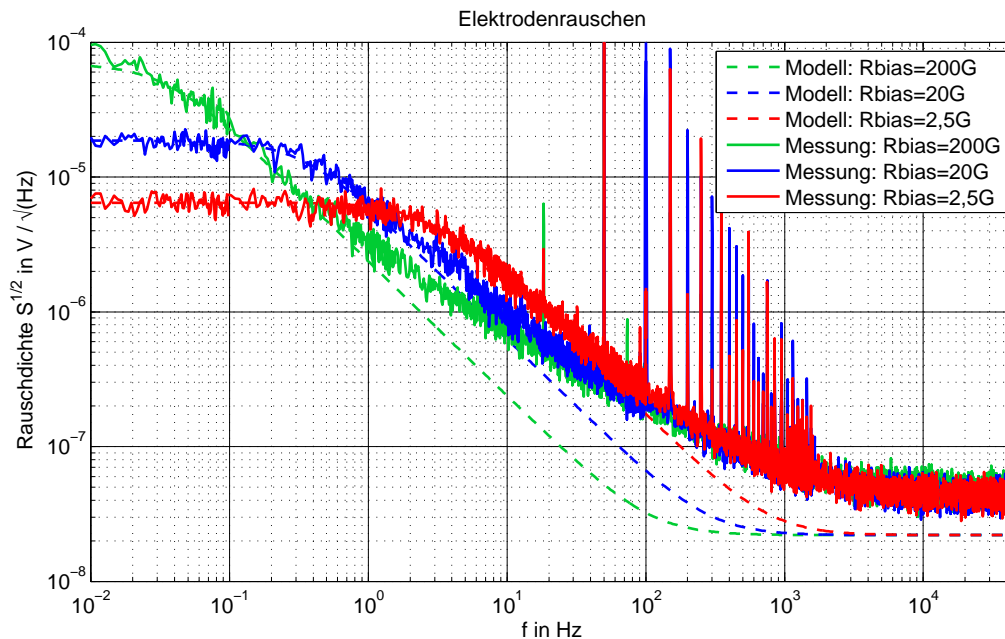


Abbildung 4.1: Rauschspannung in Abhängigkeit vom Biaswiderstand.

in diesem Bereich größer als es das Modell vorhersagt. Die möglichen Ursachen werden in den folgenden Abschnitten diskutiert. Grundsätzlich kann man feststellen, dass dieser $1/\sqrt{f}$ -Verlauf unabhängig von der Größe des Biaswiderstandes ist, da alle drei Kurven im mittleren Frequenzbereich in den gleichen Verlauf übergehen.

- Zu hohen Frequenzen (ab 1 kHz) liegt der erwartete Übergang in ein weißes Rauschniveau vor, allerdings ist die Höhe dieses Niveaus etwas oberhalb des für diesen Fall benutzen Verstärkers (LMC6082) mit einem weißen Rauschen von $22 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ (Angabe aus dem Datenblatt, messtechnisch verifiziert). Da alle Kurven im weißen Rauschniveau übereinstimmen, liegt auch hier keine Abhängigkeit von der Größe des Biaswiderstandes vor.

Die hier gemachten Beobachtungen werden im Folgenden mit weiteren Messungen verglichen und diskutiert.

4.1.2 Messungen mit unterschiedlicher Koppelkapazität

Zur Messung mit unterschiedlichen Koppelkapazitäten wurden verschiedene Größen der Elektrodenfläche verwendet und die jeweiligen Flächen unter der Elektronik angebracht. Die Größe der Gegenelektrode war dabei konstant, wobei die dadurch entstehenden Unterschiede bei den parasitären Kapazitäten insbesondere zum Schirm entsprechend nachgemessen wurden und in die Simulation einfließen. Damit ließen sich Koppelkapazitäten im Bereich von 4 pF bis 16 pF realisieren. Gleichzeitig änderten sich dadurch die Streukapazitäten zur Abschirmung, die einzeln vermessen wurden und in die Simulation einfließen. Abb. 4.2 zeigt die durchgeführten Messungen im Vergleich zu den Simulationsdaten. Die Messungen wurden analog zu denen mit dem Biaswiderstand durchgeführt.

Auch hier soll wieder der grundsätzliche Verlauf der Messungen mit denen der Simulationen verglichen werden. Wie schon beim Biaswiderstand weicht die Messung von der Simulation dahingehend ab, dass ab einer bestimmten Frequenz (ca. 1 Hz) die erwartete Steilheit des Abfalls der Rauschspannung abnimmt und die Messkurve flacher verläuft. Allerdings ist diese Abhängigkeit im Gegensatz zum Biaswiderstand offensichtlich abhängig von der Größe der Koppelkapazität. Zu größeren Koppelkapazitäten verschiebt sich die komplette Rauschkurve im Bereich des Abfalls zu niedrigeren Werten. Dies ist laut Simulation prinzipiell das erwartete Verhalten, es gilt aber offensichtlich auch für die in der Messung auftretende flachere Steigung. Somit kann man festhalten, dass dieser zusätzliche Anteil im Zusammenhang mit der Koppelkapazität stehen muss.

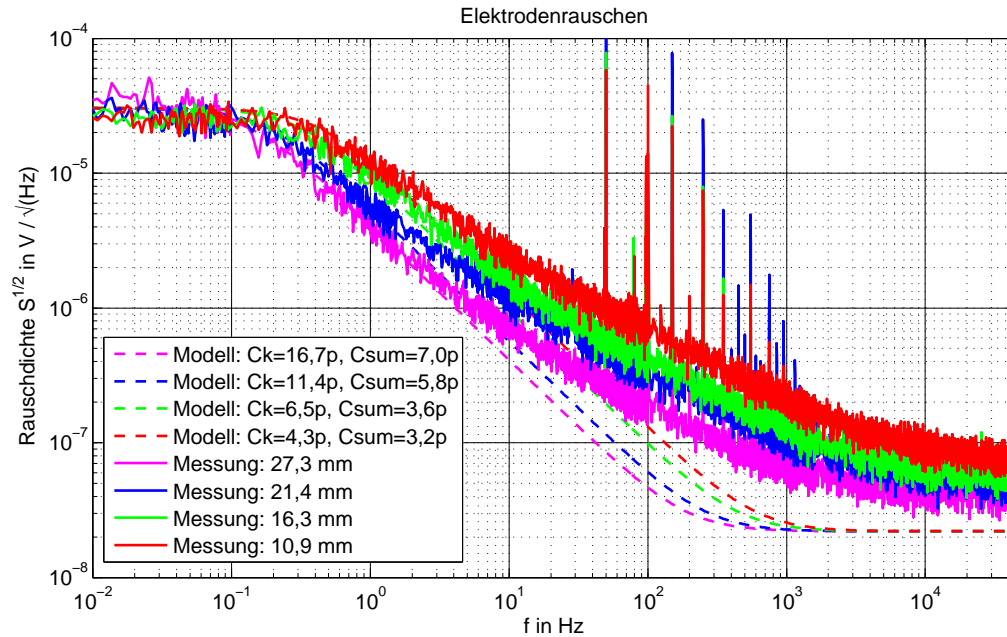


Abbildung 4.2: Rauschspannung in Abhängigkeit von der Koppelkapazität.

Die Abhängigkeit des Rauschens von der Größe der Koppelkapazität hat eine direkte Folge für die Wahl der Elektrodengröße. Diese muss so gewählt werden, dass der für die Anwendung benötigte Signal-zu-Rausch-Abstand erreicht werden kann. Die in Kap. 3.2.3 vorgestellte Miniaturisierung der Elektrode muss somit im Einklang mit den für die Anwendung benötigten Rauschwerten stehen, da bei der verkleinerten Elektrode der Rauschspannungslevel entsprechend ansteigt.

4.1.3 Untersuchung unterschiedlicher Operationsverstärker

Als weiterer Parameter wurde das Verhalten unterschiedlicher Impedanzwandler auf das Elektrodenrauschen untersucht. Dabei stand insbesondere der Einfluss auf das in den Messungen aufgetretene Zusatzrauschen im Vordergrund. In Abb. 4.3 sind die Rauschspektren für unterschiedliche Operationsverstärker dargestellt, die sich für den Betrieb in kapazitiven Elektroden eignen. Es wird deutlich, dass der Typ des Operationsverstärkers im Grunde nur einen Einfluss auf das Niveau des weißen Rauschens bei hohen Frequenzen hat, dieser Frequenzbereich ist aber aufgrund der im Niederfrequenzbereich zu messenden Biosignale der am wenigsten relevante Bereich für Elektroden in dieser Konfiguration (schwache Kopplung). Gerade im mittleren Bereich liegen die Kurven der unterschiedlichen Verstärker aber annähernd übereinander, so dass hier kein relevanter Einfluss auf diesen Rauschbeitrag auszumachen ist.

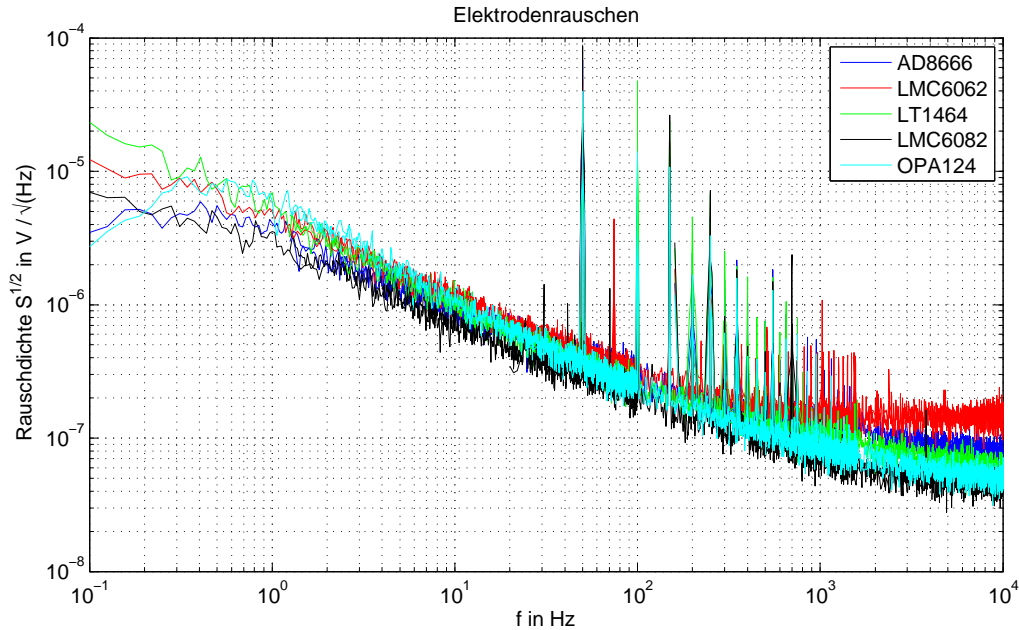


Abbildung 4.3: Rauschspannung für unterschiedliche Operationsverstärkertypen.

Das weiße Rauschen unterscheidet sich allerdings auch hier von den erwarteten Werten der Operationsverstärker aus den Datenblättern (Tabelle 3.2.2).

4.1.4 Weitere Rauschmessungen

Um die Abweichung zwischen den Simulationsergebnissen und den Messungen bezüglich des Elektrodenrauschens näher zu untersuchen, wurden weitere Messungen durchgeführt. Insbesondere die Phänomene der $1/f$ -Abhängigkeit der Rauschspannung im mittleren Frequenzbereich und das erhöhte weiße Rauschen bei hohen Frequenzen wurden dabei untersucht. Da sowohl das $1/\sqrt{f}$ -Rauschen als auch das erhöhte weiße Rauschen offensichtlich nicht vom Biaswiderstand, dafür aber von der Koppelkapazität abhängen, wurde das Eingangsverhalten mit verschiedenen diskreten Kondensatoren (also Kondensatoren als bedrahtete Bauelemente) untersucht, um zu überprüfen, ob auch dann ein ähnliches Verhalten wie bei der Elektrode vorliegt.

In Abb. 4.4 ist eine Messung mit einem diskreten Kondensator am Eingang des Impedanzwandlers im Vergleich zur Elektrodenkonfiguration dargestellt. Dabei fällt auf, dass sich die beiden Konfigurationen im mittleren Frequenzbereich annähernd gleich verhalten, somit ist das $1/\sqrt{f}$ -Verhalten eine grundsätzliche Eigenschaft der kapazitiven Eingangsbeschaltung und nicht auf die spezielle Konfiguration der Elektrode zurückzuführen. Im unteren Frequenzbereich existiert eine geringe Abweichung

in den Steigungen der beiden Messungen. Dies ist auf die unterschiedliche kapazitive Kopplung zu Masse zurückzuführen, da die parasitäre Kapazität zum Abschirmgehäuse im diskreten Fall deutlich kleiner ist, als bei der Einkopplung des Signals über die Elektrodenfläche. Weiterhin zeigten Experimente, dass der Kondensatortyp (Keramik, Film) und damit auch das Dielektrikum einen gewissen Einfluss auf den Verlauf der Steigung hat, daher wurden besonders verlustarme Film-Kondensatoren für den Vergleich verwendet.

Des Weiteren wurden die beiden Grenzfälle, offene Elektrode ohne Anschluss einer Eingangskapazität und geerdete Elektrode mit dem Impedanzwandlereingang auf Masse, untersucht. Abb. 4.5 zeigt diese einzelnen Messungen im Vergleich zum Rauschen der Elektrode. Dabei wird deutlich, dass sich das Rauschen kontinuierlich vom offenen Fall (schwarz) über den Fall des Elektrodenrauschens ($C_k=15\text{ pF}$, rot) dann über den diskreten Kondensator (in diesem Fall 33 pF , violett) bis hin zum geerdeten Eingang (grün) nach unten verschiebt. Die Steigung ist für die drei Fälle offen, Elektrode und diskrete Kapazität annähernd gleich $1/\sqrt{f}$. Das weiße Rauschen fällt mit der größer werdender Koppelkapazität vom offenen Fall bis hin zum weißen Rauschen des OPVs. Damit wird deutlich, dass das im Datenblatt angegebene Rauschen des OPVs offensichtlich nicht für den hier verwendeten Spezialfall Gültigkeit besitzt, bei dem das Eingangssignal mit einer sehr kleinen Koppelkapazität

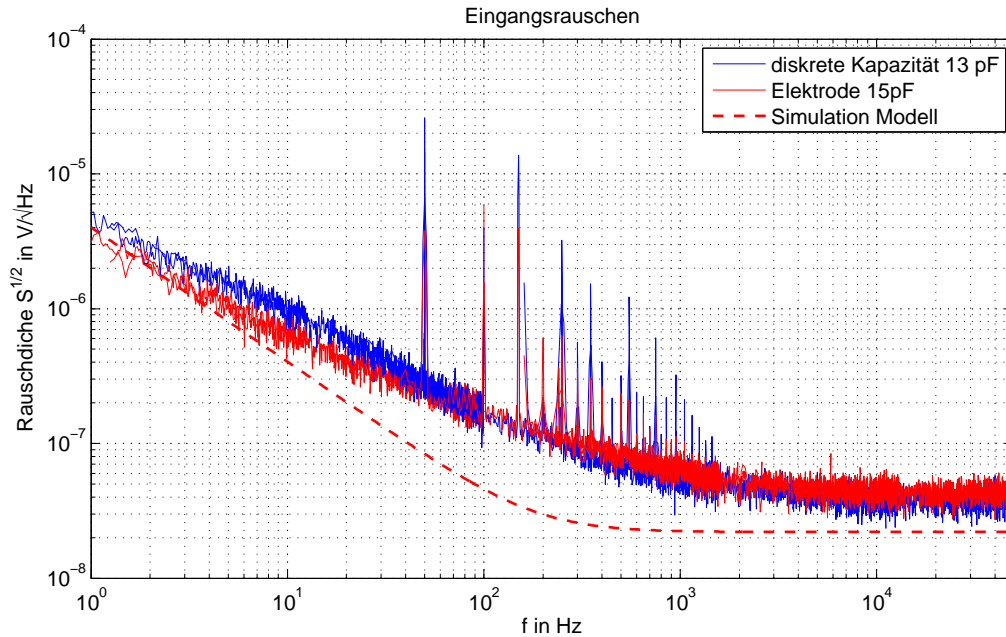


Abbildung 4.4: Rauschspannung mit diskreter Kapazität im Vergleich zur Elektrodenkonfiguration.

und einem extrem hohen Biaswiderstand anliegt. In diesem Fall ist das weiße Rauschen signifikant höher, ebenso tritt der bereits beschriebene $1/\sqrt{f}$ -Verlauf auf (was einem $1/f$ -Rauschen in der Rauschleistungsdichte entspricht) und zwar unabhängig davon, ob am Eingang eine diskrete Kapazität in Form eines Filmkondensators oder aber die Elektrodenfläche für die bioelektrische Messung angeschlossen ist. Damit konnte auch gezeigt werden, dass es sich nicht um einen Effekt des verwendeten Elektrodenmaterials handelt, was aber zusätzlich auch durch entsprechende Messungen verifiziert werden konnte. Ebenfalls ausgeschlossen wurde ein Einfluss der Guard-Abschirmung auf das Rauschen. Die gemessenen Rauschspannungsverläufe für kapazitive Elektroden sind ebenfalls in der Literatur wieder zu finden, insbesondere die $1/\sqrt{f}$ -Abhängigkeit, aber auch das erhöhte weiße Rauschen zu hohen Frequenzen [37, 45]. Dort wurde aber keine systematische Untersuchung durchgeführt, sondern lediglich einzelne Messungen vorgestellt.

Um die Ursache für die Abflachung der Rauschkurve zu beschreiben, muss man zunächst die gemachten Beobachtungen in den Gesamtkontext einordnen. Grundsätzlich gibt es zunächst zwei Rauschquellen, die $1/f$ -Rauschen (Leistungsdichte, auch im Folgenden verwendet) aufweisen, nämlich das Spannungs- und das Stromrauschen des Operationsverstärkers. Das Spannungsrauschen und der zugehörige $1/f$ -Anteil hängen nicht von der Eingangsbeschaltung ab, daher kommt dieser Anteil nicht in Frage. Anders sieht es beim Stromrauschen aus, dieses skaliert in der zuge-

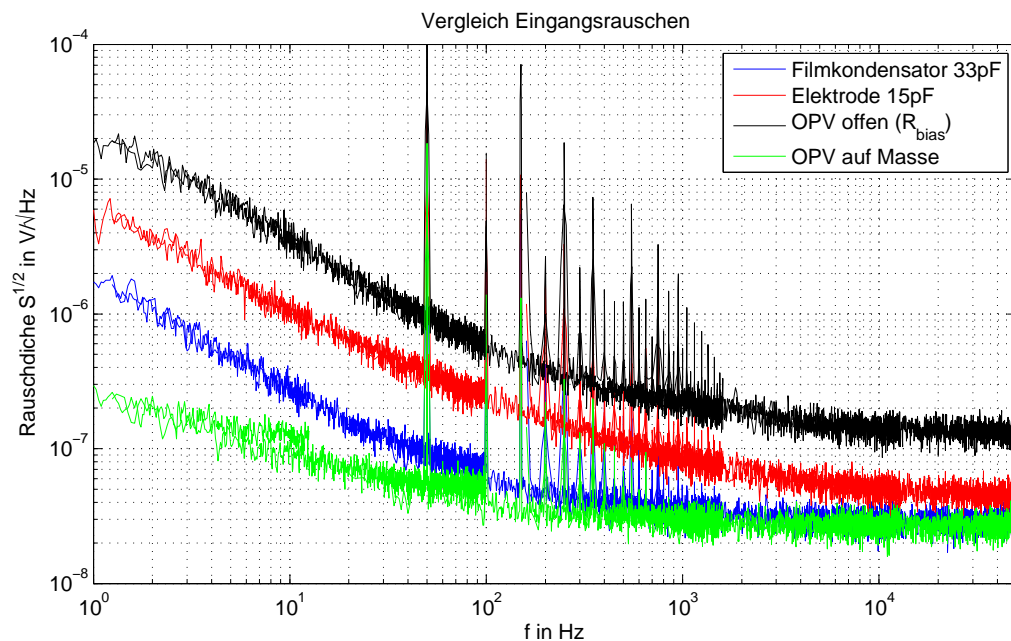


Abbildung 4.5: Rauschspannung für unterschiedliche Eingangsconfigurationen.

hörigen Rauschspannung linear mit der Quellimpedanz. Da aber durch die Messungen gezeigt wurde, dass der auftretende $1/f$ -Verlauf nicht von dem Biaswiderstand sondern nur von der Koppelkapazität abhängt, ist diese Ursache ebenfalls nicht plausibel. Das auftretende $1/f$ -Rauschen besitzt zwei weitere interessante Eigenschaften, es ist unabhängig vom OPV-Typ und es setzt erst ab einer gewissen Frequenz ein, üblicherweise steigt $1/f$ -Rauschen mit sinkender Frequenz immer weiter an. Daraus lässt sich schließen, dass die Rauschquelle im Gegensatz zum Rauschen des Biaswiderstandes nicht tiefpass- sondern hochpassgefiltert wird, was insbesondere durch die waagrechten Rauschniveaus in Abb. 4.1 bei niedrigen Frequenzen deutlich wird, wo kein $1/f$ -Anteil mehr sichtbar ist. Betrachtet man nun die Elektrodenbeschaltung, kann bei einer derartigen Konfiguration nur eine Rauschquelle im Zweig der Koppelkapazität ein derartiges Verhalten zeigen, weil genau dann diese Hochpasscharakteristik zutrifft.

Grundsätzlich gilt für das $1/f$ -Rauschen in leitenden Festkörpern für die spektrale Rauschleistungsdichte $S_v(f)$ folgende empirisch ermittelte Abhängigkeit (mit \bar{U} als mittlere Spannung über der Probe und f als Frequenz) [168, 169]:

$$S_v(f) \sim \frac{\bar{U}^2}{f} \quad (4.1)$$

Die Energie auf dem Koppelkondensator berechnet sich durch:

$$W = \frac{1}{2}CU^2 \quad (4.2)$$

Diese Energie ist im vorliegenden Fall durch die geringe Spannung und Kapazität in der gleichen Größenordnung wie die thermische Energie $W = k_b T$. Unter anderem thermische Fluktuationen der Ladung auf dem Koppelkondensator könnten somit Ursache für das hier beobachtete $1/f$ -Rauschen sein. Ersetzt man die Rauschspannung in Gleichung 4.1 durch die Ladung auf dem Kondensator als Ursache der Spannung mittels der Gleichung $Q = CU$, erhält man mit k als konstantem Vorfaktor:

$$S_v(f) = k \frac{Q^2}{C^2 f} \quad (4.3)$$

Diese Gleichung hängt direkt von der Kapazität ab. Abb. 4.6 zeigt den Verlauf, der sich in der Simulation durch einen Rauschleistungsdichte nach Gleichung 4.3 ergibt. Messung und Simulation liegen in diesem Fall direkt übereinander, zumindest was den Bereich oberhalb des weißen Rauschens betrifft.

Zusammenfassend kann man sagen, dass die Ursachen von $1/f$ -Rauschprozessen

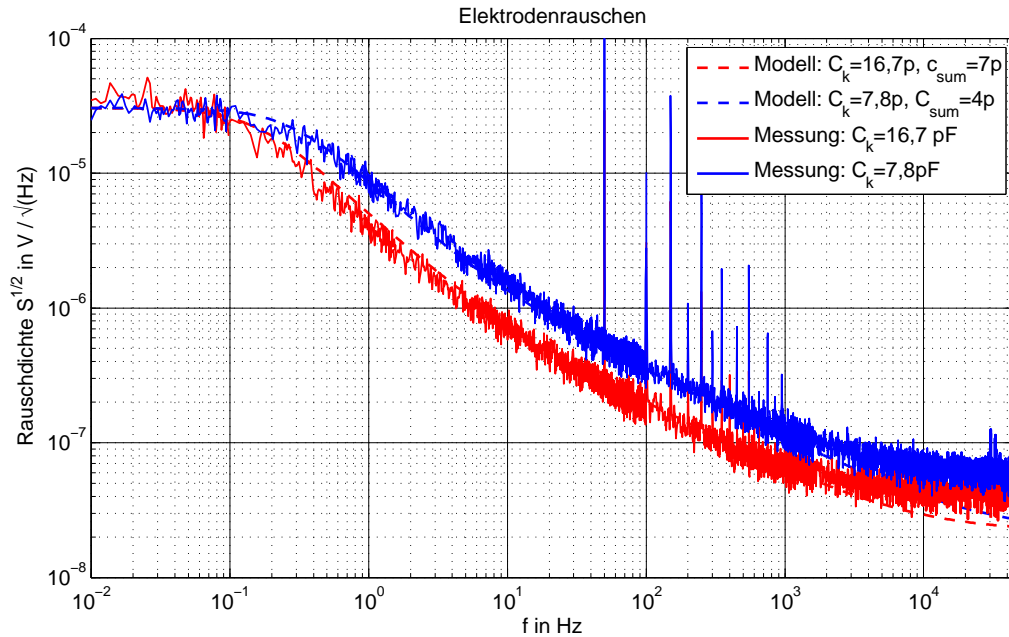


Abbildung 4.6: Messung und Simulation unter Berücksichtigung des $1/f$ -Rauschens.

meist statistische Fluktuationen sind. Im vorliegenden Fall liegt die Besonderheit des Aufbaus in der geringen Kapazität bei gleichzeitig parallelem sehr hochohmigem Widerstand. Dadurch fließen nur sehr geringe Ströme (im fA-Bereich) und es liegen somit geringe Spannungen an, entsprechend gering sind auch die Ladungsverschiebungen auf der Kapazität. Wie durch die Energiebetrachtung und die Simulation gezeigt, können statistische Ladungsbewegungen dementsprechend Ursache für die hier beobachteten Phänomene sein [169, 170, 171, 172].

Neben dem $1/f$ -Rauschen ist die von der Eingangskapazität abhängige Höhe des weißen Rauschens zu beobachten. Diese scheint außerdem von dem Operationsverstärker-Typ abzuhängen, da in Abb. 4.3 die Rauschniveaus trotz gleicher Koppelkapazität signifikant abweichen und nicht mit den in den Datenblättern angegebenen Werten des weißen Rauschens übereinstimmen (Werte wurden entsprechend nachgemessen). Die Rauschwerte verhalten sich je nach Operationsverstärker in dieser offenen Eingangsbeschaltung sehr unterschiedlich und sind offensichtlich in dem nicht zugänglichen inneren Aufbau der ICs begründet. Allerdings ist das weiße Rauschen bei der Messung der hier vorgestellten Biosignale nur von geringer Bedeutung, da im interessierenden Frequenzbereich das weiter oben beschriebene $1/f$ -Rauschen dominiert, erst oberhalb von 1 kHz spielt das weiße Rauschen eine Rolle. Da der Operationsverstärker im Bereich mittlerer Frequenzen offensichtlich kaum Einfluss auf das Rauschen hat und die Höhe des Rauschniveaus allein von der Größe der

Koppelkapazität abhängt, lässt sich auf diesem Wege keine signifikante Reduzierung des Rauschens erreichen.

Grundsätzlich wäre dies erst dann der Fall, wenn man z.B. mit Hilfe eines Modulationsverfahrens das Biosignal in einen höheren Frequenzbereich modulieren könnte, wo dann nur das weiße Rauschen berücksichtigt werden muss. Dazu müsste man aber das Biosignal unabhängig vom Rauschen modulieren können. Da aber die Kapazität, über die das Biosignal in die Elektrode eingekoppelt wird, offensichtlich direkt in das Rauschen einfließt, ist eine Modulation mit herkömmlichen Verfahren (Chopper etc.) nicht möglich.

4.1.5 Messung des Frequenzgangs

Neben dem Rauschen wurde auch der Frequenzgang der Elektroden mit den berechneten Werten verglichen. Dabei kam eine gute Übereinstimmung zwischen Simulation und Messungen heraus (Abb. 4.7). Damit konnte gezeigt werden, dass die Elektroden bis auf die Hochpasscharakteristik einen sehr breiten Frequenzbereich abdecken können.

Darüber hinaus wurde der Einfluss von Kleidung zwischen Elektroden und Körper untersucht, wie es insbesondere bei EKG-Messungen vorkommen kann. Dabei wurde eine Schicht Baumwollstoff zwischen Elektrode und Gegenelektrode eingebracht

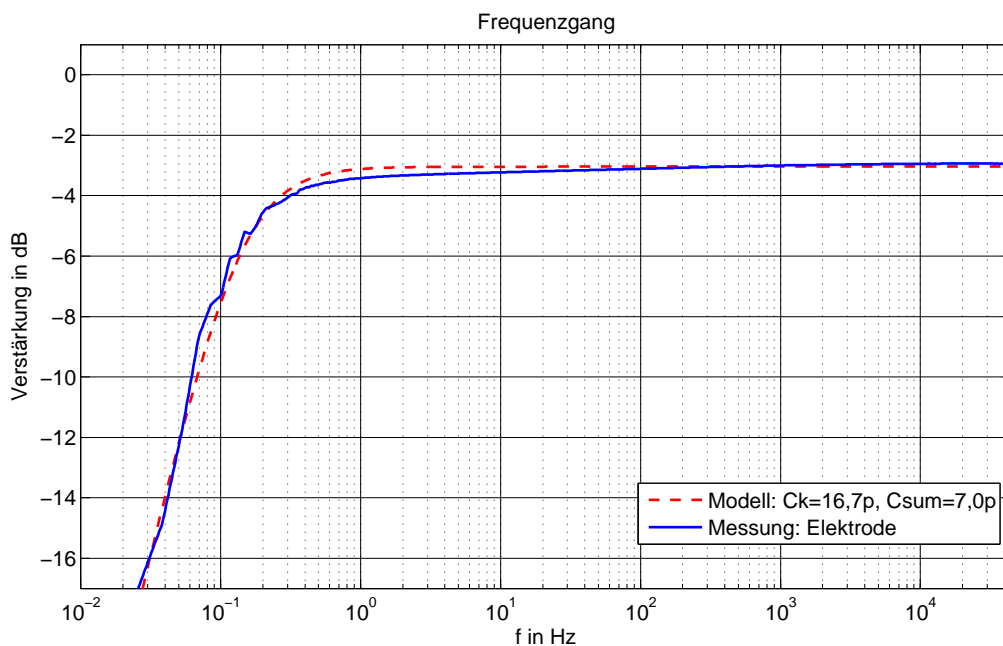


Abbildung 4.7: Frequenzgang: Vergleich zwischen Simulation und Messung.

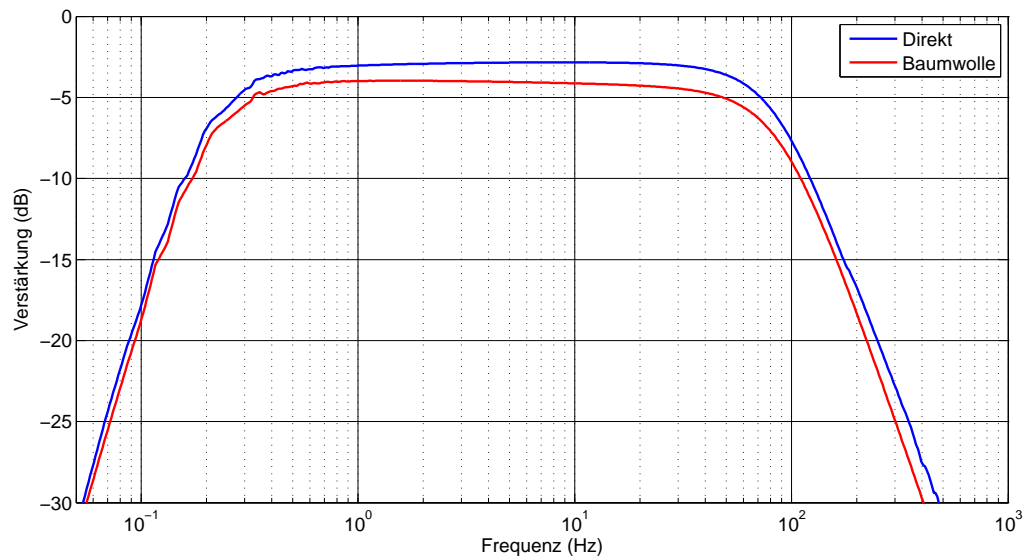


Abbildung 4.8: Frequenzgang mit und ohne Baumwollstoff vor der Elektrode.

und eine Frequenzgangmessung durchgeführt. Die Kleidungsschicht führt zu einer Dämpfung des Signals aufgrund des größeren Abstandes zwischen Elektrode und Gegenelektrode (Abb. 4.8), allerdings ist diese Dämpfung recht gleichmäßig und somit die Beeinflussung des gemessenen Signalspektrums auf die breitbandige Dämpfung reduziert (die hier verwendete Elektrode war ausgangsseitig mit einem Tiefpass bei 80 Hz begrenzt). Eine grundsätzliche Veränderung des gemessenen Signals ist somit sehr gering.

4.1.6 Bedeutung für die Messung von Biosignalen

Für die Messung von Biosignalen muss zunächst unterschieden werden, welche Signale im Körper gemessen werden sollen. Beim EKG handelt es sich um Signale im Millivolt-Bereich, so dass Elektroden mit einer spektralen Rauschleistungsdichte von wenigen $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ bei 1 Hz absolut ausreichend sind. Hier kann eine Verkleinerung der Elektrode und die damit zusammenhängende Rauscherhöhung also durchaus toleriert werden. Anders sieht es für EEG-Signale aus, da hier Signale im Bereich unter einem Mikrovolt und auch sehr langsame Vorgänge (Zeitkonstanten im Bereich einiger Sekunden) vorkommen, die selbst mit galvanisch gemessenem EEG meist nur durch Mittelungsvorgänge und der damit verbundenen Rauschreduktion sichtbar gemacht werden können. Hier stellt sich die Situation so dar, dass das Rauschen der kapazitiven Elektroden mit einer um etwa eine Größenordnung größeren Rauschamplitude nicht für alle EEG-Signale geeignet ist. Eine Reduktion des Rauschens lässt sich durch eine Vergrößerung der Elektrodenfläche im Falle der schwachen Kopplung

oder aber durch Verwendung einer starken Kopplung mit direktem Hautkontakt reduzieren. Die in den Messungen gefundenen Zusammenhänge decken sich dabei mit bereits veröffentlichten Einzelmessungen [56, 48].

Somit lassen sich Signale mit großer Amplitude (α -Rhythmus) oder aber kleiner Amplitude dafür aber hoher zeitlicher Korrelation (VEP/SSVEP), wie in den entsprechenden Kapiteln gezeigt wird, nachweisen. Andere Signale wie SCPs oder BPs, die im Single-Trial (d.h. ohne Mittelung) im normalen EEG nachgewiesen werden können, sind mit kapazitiven Elektroden auf Basis der schwachen Kopplung schwer oder nicht nachweisbar. Daher ist der Einsatz der hier vorgestellten Elektroden auf einen Teil der EEG-Signale beschränkt. Dieser ist aber durchaus für viele Anwendungen sowohl in der Forschung als auch im klinischen Bereich interessant.

4.2 Kapazitives EKG

Um das entwickelte EKG-System und die damit gemessenen Signale zu beurteilen, wurden verschiedene Vergleichsmessungen durchgeführt, wobei insbesondere Vergleiche mit einem herkömmlichen 12-Kanal EKG-System durchgeführt wurden. Dabei wurden sowohl Messungen in der Array-Konfiguration als auch an den Standardpositionen (siehe Kap. 3.3.5) durchgeführt. Darüber hinaus wurde die Möglichkeit der Messung von Body-Surface-Potential-Maps evaluiert und erste Messungen an Herzpatienten durchgeführt.

4.2.1 Vergleich mit galvanischem EKG

Zum direkten Vergleich der Daten des kapazitiven und galvanischen EKG-Systems (Cardiognost EK 512 der Firma Hellige) wurden die jeweiligen Elektroden direkt nebeneinander an den Standardpositionen nach Einthoven/Goldberger auf dem Körper eines Probanden platziert und eine simultane Messung beider Systeme durchgeführt. Wie die galvanischen Elektroden wurden auch die kapazitiven Elektroden direkt auf die Haut platziert. Abb. 4.9 zeigt diesen Vergleich für die sechs herzfernen Ableitungen, wobei die Nomenklatur (ECG =galvanic ECG, cECG = capacitive ECG) in den folgenden Abbildungen beibehalten wird. Die Daten stellen jeweils zwei simultane Herzschläge dar, wobei das galvanische EKG auf Papier aufgezeichnet und nachträglich digitalisiert wurde [173].

Wie erwartet misst das kapazitive EKG denselben Signalverlauf wie das galvanische EKG, da letztendlich die gleiche Quelle als Ursache wirkt und die Elektroden an nahezu identischen Positionen sitzen. Die kapazitiven EKG-Daten sind digital ge-

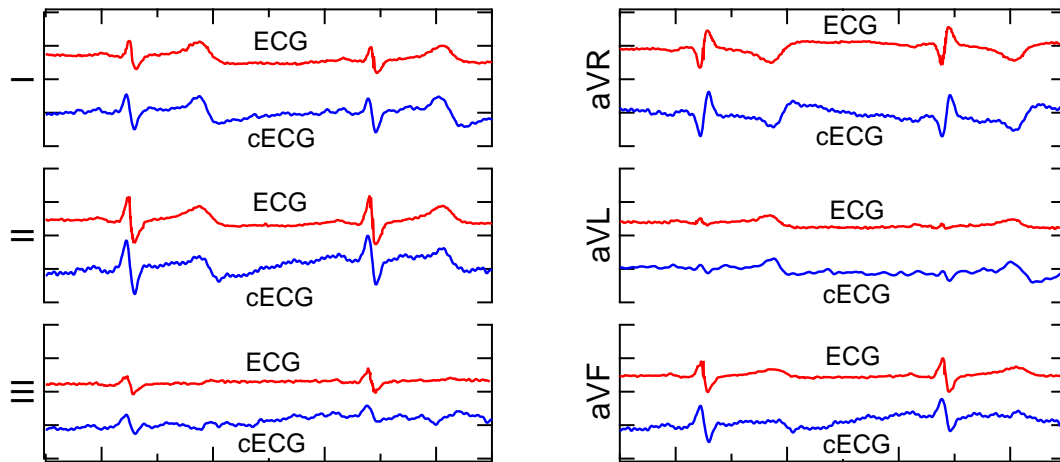


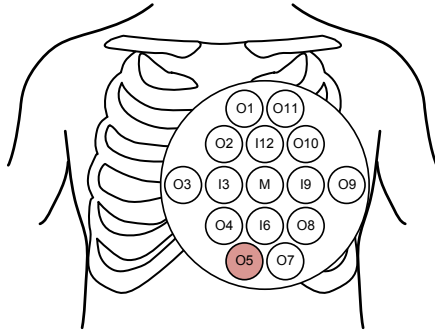
Abbildung 4.9: Vergleich zwischen galvanischem und kapazitivem EKG, gemessen an den Standardpositionen.

filtert (Bandpass 0,2-60 Hz), außerdem wurde ein 50 Hz Notchfilter angewendet. Die galvanischen Daten wurden bereits durch die im Gerät integrierten Filter geglättet.

4.2.2 Extraktion der Standardableitungen

Die Messung zur Extraktion der Standardableitungen wurde so durchgeführt, dass das Sensorarray über dem Herzen eines Probanden aufgesetzt wurde. Um für den praktischen Einsatz des Systems realistische Bedingungen zu schaffen, trug der Proband ein T-Shirt aus Baumwolle und das kapazitive EKG wurde durch die Kleidung hindurch gemessen. Dabei wurde für die mittlere Sensorreihe (O3-O9) der 4. Zwischenrippenraum als Referenz gewählt. Durch die federnde Lagerung der Elektroden kann sich das System an die unebene Körperoberfläche in gewissen Grenzen anpassen. Abb. 4.10(a) zeigt das Sensorarray mit seiner relativen Position zum Brustkorb und ein Foto der Messsituation (Abb. 4.10(b)) [174, 175]. Wie in Abb. 4.11 dargestellt liegen bei einer derartigen Messung zunächst alle 14 EKG-Kanäle vor.

Aus diesen Signalen kann nun unter Kenntnis der Elektrodenpositionen relativ zum Körper mit Hilfe der in Kap 3.3.5 hergeleiteten Gleichungen eine Extraktion der Standardableitungen durchgeführt werden, wobei die Ableitungen nun nicht mehr an identischen Positionen wie im galvanischen EKG gemessen wurden und damit eine andere Nomenklatur gewählt wurde. Abb. 4.12 zeigt die extrahierten Ableitungen des kapazitiven Arrays im Vergleich zu den galvanisch gemessenen EKGs (gemessen an den Standardpositionen). Diese Messungen wurden nacheinander durchgeführt, da neben den Einthoven/Goldberger auch die Brustwandableitungen nach Wilson



(a) Positionierung des Systems auf dem Brustkorb.



(b) Foto einer typischen Messsituation mit Kleidung.

Abbildung 4.10: Messaufbau bei der kapazitiven EKG-Messung.

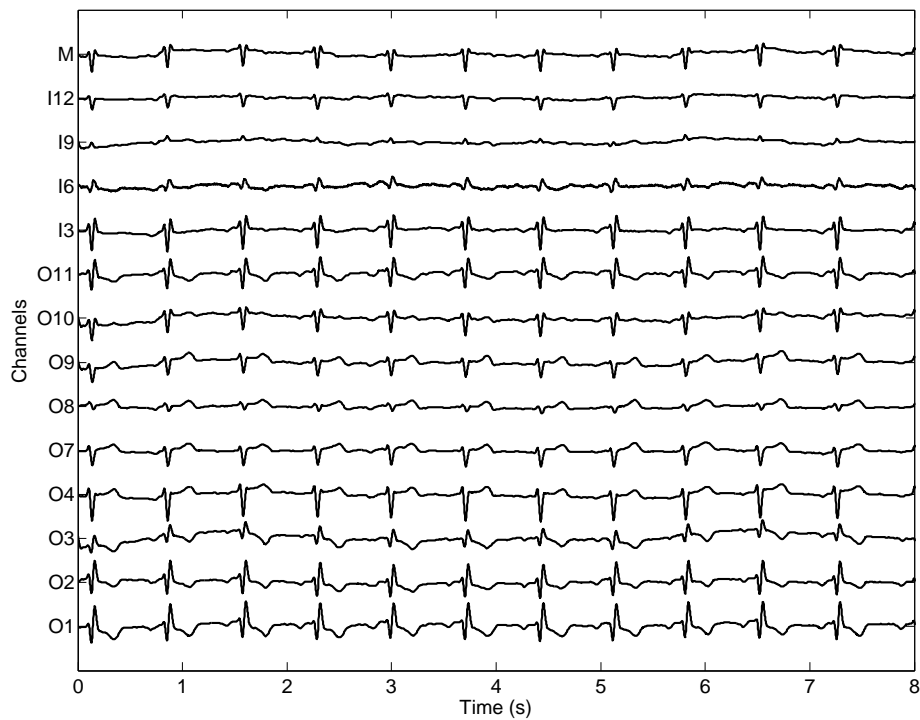


Abbildung 4.11: Messung mit allen 14 Kanälen des Sensor-Arrays.

aufgenommen wurden. Die Elektroden des galvanischen EKGs lägen bei einer gleichzeitigen Messung an derselben Stelle, wo das kapazitive System aufgesetzt werden soll, was praktisch mit diesem Systemaufbau nicht durchführbar ist.

Durch die Positionierung parallel zum 4. Zwischenrippenraum konnten mit die-



Abbildung 4.12: Vergleichsmessung mit extrahierten Standardableitungen (X-Achse: 0,2 s/div, Y-Achse: 1 mV/div).

ser Anordnung zusätzlich drei der sechs Wilsonableitungen gemessen werden. Diese sind im Vergleich zu den galvanisch gemessenen Wilsonableitungen in Abb. 4.13 zu sehen. Die Abweichung, insbesondere in der Amplitude der R-Zacke von V2, ist dadurch zu erklären, dass bei den Wilsonableitungen zwar im Nahfeld gemessen wird, die Referenz der Ableitungen aber auf die Summe der drei Extremitätenelektroden bezogen ist, welche in kapazitiven Fall lediglich aus den Array-Elektroden gebildet werden kann und somit nicht herzforn ist.

Sowohl für die Extremitäten- als auch für die drei Brustwandableitungen liefert das System im gezeigten Beispiel eine präzise Darstellung der Standardableitungen. Dies ist insofern von besonderer Bedeutung, da die Messung im Nahfeld des Herzens stattfindet, also andere Potentiale gemessen werden (sichtbar in den abweichenden Amplituden von I und aVL), als das bei der Messung im Fernfeld (Extremitäten) der Fall ist. Dadurch kann das gemessene kapazitive EKG bei der Messung in dem festen Sensorarray nur eine Näherung sein. Aufgrund der systemtechnischen Begrenzung ist eine Abbildung der linken bzw. hinteren Herzaktivität (normalerweise in V4-V6 zu finden) nicht möglich, weil sich dort keine Elektroden befinden. Dies wäre aber prinzipiell mit einem geänderten Systemdesign realisierbar.

Neben den Messungen im direkten Vergleich mit dem galvanischen EKG wurden

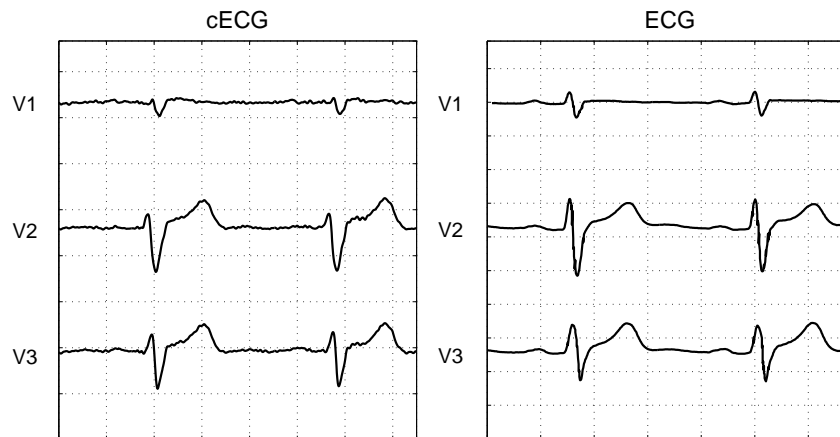


Abbildung 4.13: Wilson-Ableitungen extrahiert aus dem Sensorarray (X-Achse: 0,2 s/div, Y-Achse: 1 mV/div).

außerdem Messungen an Herzpatienten durchgeführt, um insbesondere die diagnostische Aussagekraft der mit dem System gemessenen Daten mit dem herkömmlichen Messverfahren zu vergleichen. Beispielhaft sollen hier Ausschnitte aus dem kapazitiven EKG von zwei Patienten vorgestellt werden, wobei einer der beiden einen Linksschenkelblock aufweist, die Erregungsleitung also in einem Teil des Herzens verzögert ist. Beim zweiten Patienten treten Extrasystolen im EKG auf, es existieren also zusätzliche Herzschläge, die von einem anderen Erregungszentrum ausgehen und sich von den normalen Sinusschlägen unterscheiden [176].

Im EKG äußert sich der Linksschenkelblock insbesondere durch eine Verbreiterung des QRS-Komplexes, was sehr gut im kapazitiven EKG zu sehen ist (Abb. 4.14(a)). Die Extrasystole bei Patient 2 (dritter Herzschlag in Abb. 4.14(b)) ist deutlich durch die Veränderung in Polarität und Signalform im Vergleich zu den anderen Sinusrhythmen zu erkennen. Diese Messdaten und Daten von acht weiteren Patienten wurden mit galvanischen EKG-Messungen verglichen und im Bezug auf die diagnostische Information im EKG-Signal beurteilt (Tab. 4.1). Dabei konnte anhand dieser Patientengruppe festgestellt werden, dass das kapazitive EKG die gleiche diagnostische Information liefert wie das galvanische EKG. Obwohl das System durch seine Größe nur einen begrenzten Bereich des Brustkorbes abdeckt, konnten neben den extrahierten Einthoven/Goldbergerableitungen durch die herznahe Messung zusätzliche Informationen der Brustwandableitungen abgebildet werden [177]. Um zukünftig die Datenbasis zu erweitern, werden in Kooperation mit einem Reha-zentrum in Wolfsburg Messungen an 40 weiteren Patienten durchgeführt.

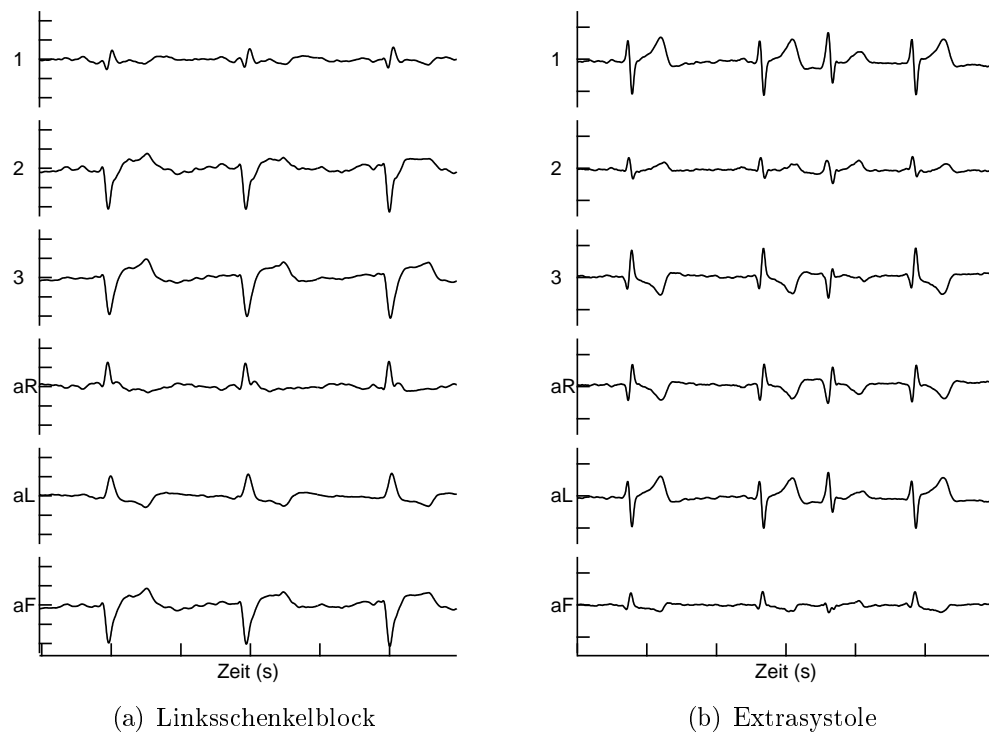


Abbildung 4.14: Kapazitive Messungen an Herzpatienten.

Patient	Diagnose	Standard EKG	Kapazitives EKG
1	HW, Stadium II	RS in II,III und aVR	RS in 2, 3, aR
2	Anterolateralinfarkt, St. II	RS in aVL	RS in aL
3	Anteroseptalinfarkt, St. III	V1, V2, V3	RS 2, 3, aF
4	Bluthochdruck	T- anomal V1	RS in aR
5	Postpacing Anomalie	RS V1	RS 3, aR, aF
6	Anterolateral + HW, St. II	Normal	RS in 3
7	Linksschenkelblock	neg T in III, DS	DS, t-neg in aL
8	Apoplex	RS in aVL	RS in aL
9	s-t Änderung	RS unspezifisch	RS in 3, aF
10	unspezifisch	RS in aVR	RS in aR

RS=Repolarisationsstörung, DS=Depolarisationsstörung, HW=Hinterwand, St.=Stadium

Tabelle 4.1: Vergleich der diagnostischen Information der beiden EKG-Systeme anhand von zehn Herzpatienten.

4.2.3 Räumliche Messungen und BSPMs

Neben der Extraktion der Standardableitungen stand die einfache Zugänglichkeit von Body-Surface-Potential-Maps im Fokus der Untersuchungen bezüglich der diagnostischen Information. Dazu wurde aus den Daten mit Hilfe der in Kap. 3.3.4 beschriebenen Interpolation eine Potentialkarte berechnet und deren Verlauf über

den Herzschlag berechnet. Dies wurde sowohl bei gesunden als auch bei Patienten mit Herzerkrankungen durchgeführt. Abb. 4.15 zeigt eine derartige Potentialkarte während des Maximums der R-Welle und den zugehörigen Butterfly-Plot, in dem alle 14 Kanäle übereinander während eines Herzschlages dargestellt sind. Die schwarzen Rechtecke in dem 2D-Graph entsprechen den Sensorpositionen. Die Sensoren sind so angeordnet, dass sie dem Blick auf den Körper entsprechen. Der Referenzsensor wurde zu 0 V gewählt, der Zeitpunkt der Potentialkarte ist im Butterflyplot mit einer vertikalen Linie markiert (ca. 150 ms).

Trägt man diese Karten nun für aufeinander folgende Zeitpunkte auf, entsteht so eine Abfolge der Herzerregung als Sequenz. Abb. 4.16 zeigt exemplarisch eine Sequenz von BSPMs aus den relevanten Abschnitten (P-Welle, QRS-Komplex und

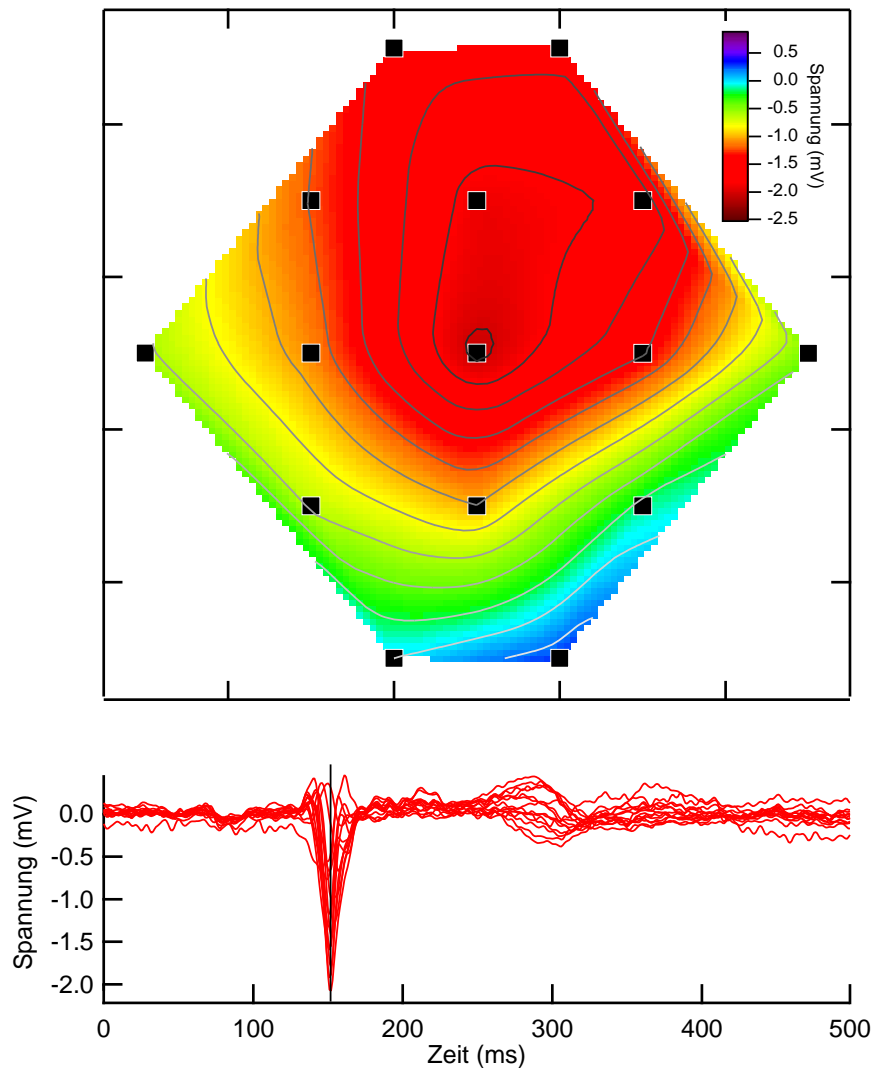


Abbildung 4.15: Body-Surface-Potential-Map mit zugehörigem Butterfly-Plot.

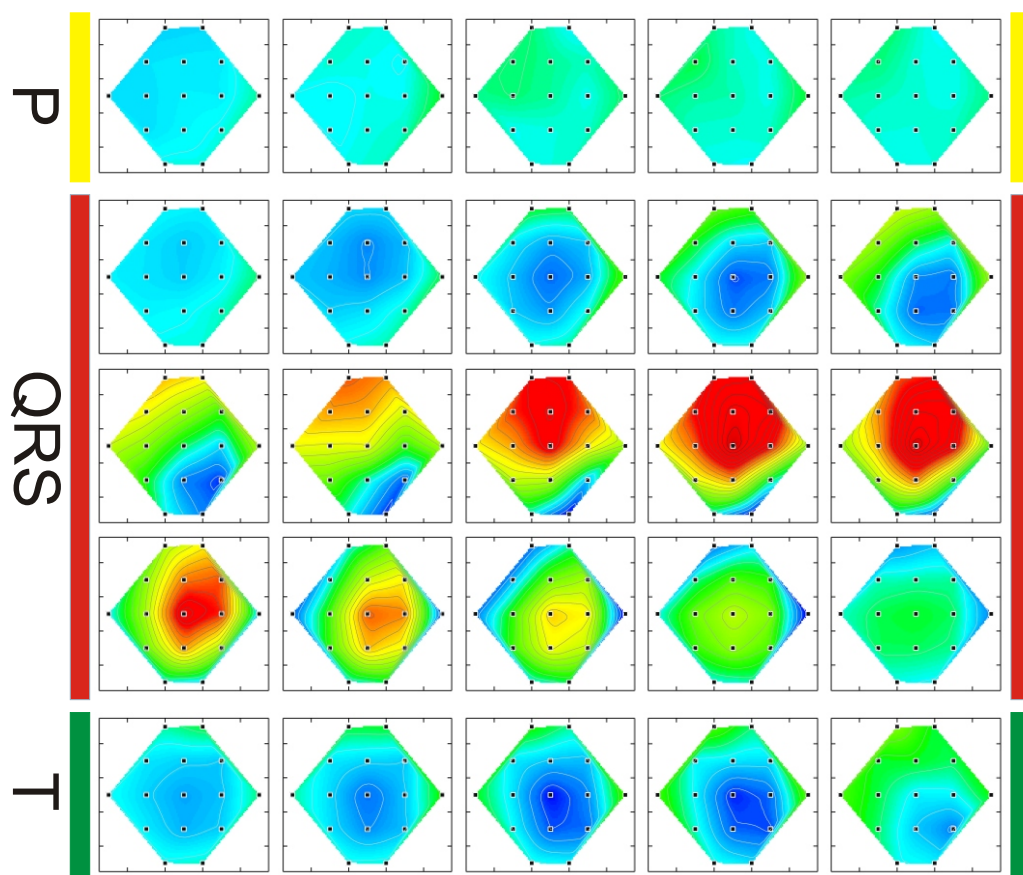


Abbildung 4.16: BSPM-Sequenz eines Herzschlages.

T-Welle) des oben gezeigten EKGs während eines Herzschlages (zeitlich sind die Graphen von links nach rechts zeilenweise angeordnet). Insbesondere während des QRS-Komplexes und der T-Welle ist die räumliche Änderung der Potentialverteilung sehr deutlich zu erkennen. Diese Messungen wurden ebenfalls durch ein T-Shirt hindurch aufgenommen [177].

Berechnet man diese Potentialkarten jetzt z.B. für Messdaten eines Patienten, der zwischen den normalen Sinus-Schlägen sogenannte Extrasystolen (engl. premature atrial depolarizations, PAD) aufweist, kann man so die von einem anderen Schrittmacherzentrum im Herzen ausgelösten Herzschläge und die veränderte Erregungsrichtung und -stärke leicht sichtbar machen. Abb. 4.17 zeigt dies für unterschiedliche Zeitpunkte im EKG, jeweils beim Maximum von R-, S- und T-Welle sowohl für den Sinus-Schlag als auch für die Extrasystole. Man sieht deutlich den Unterschied in der Erregungsstärke (R-Peak) und in der Potentialverteilung (R- und T-Peak). Die Verteilung während des S-Peaks ist hingegen sehr ähnlich. Somit kann hier auf einfache

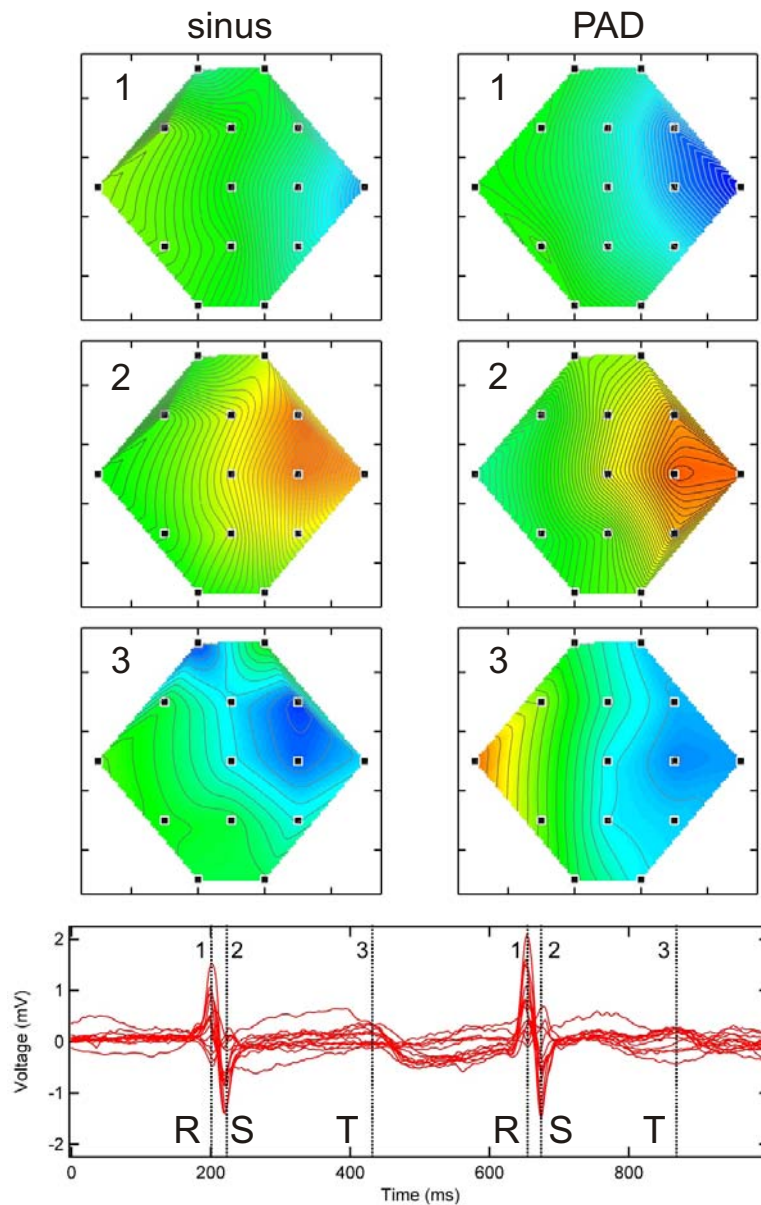


Abbildung 4.17: BSPM eines Sinus-Schlages (links) im Vergleich zur Extrasystole (rechts).

Weise und ohne Vorbereitung des Patienten eine detaillierte Analyse der Erregungsausbreitung erfolgen [176].

4.2.4 Masseverbindung

Grundsätzlich besteht bei der kapazitiven Messung das Problem des fehlenden Bezugspotentials zum Körper. Diese Thematik wurde bereits in Kapitel 2.1.4 ausführ-

lich diskutiert. Für die hier verwendeten Systeme wurden ebenfalls Messungen zum Verhalten bezüglich der Groundverbindung durchgeführt, wobei insbesondere die praktische Realisierbarkeit im Vordergrund stand. Abb. 2.1.4 zeigt das Verhalten der Elektroden des EKG-Systems bei einer Messung ohne (a) und mit Masseverbindung (b), außerdem wurde noch nachträglich das Signal ohne Masseverbindung digital gefiltert (c). Bei der Messung ohne direkte Masseverbindung besteht eine passive kapazitive Erdung über die Aluminiumplatte des EKG-Systems direkt hinter dem Elektrodenarray. Diese Erdung ist allerdings von der Messsituation abhängig und daher wenig robust.

Zusätzlich wurden Versuche mit aktiver kapazitiver Masseelektrode durchgeführt, auch hier war eine Erzeugung des Bezugspotentials möglich, allerdings war die verwendete Elektrodengröße mit $10 \times 10 \text{ cm}^2$ bei den eigentlichen Messungen wenig praktikabel. Kleinere Elektroden brachten hingegen keine stabilen oder nur sehr langsam einschwingende Massepotentiale, so dass aus praktischen Gründen zur Erdung eine galvanische Verbindung am Arm mittels einer Klammerelektrode bevorzugt wurde. Diese liefert in allen Messsituationen die besten Ergebnisse und bringt im Gegensatz zum Anbringen einer zusätzlichen kapazitiven Elektrode keine Nachteile in der Handhabung. Auch beim Helmsystem wurde eine galvanische Masseverbindung als Bezugspotential gewählt, wobei hier eine einzelne Klebeelektrode verwendet wurde, wie sie normalerweise beim EKG eingesetzt wird. Diese wurde entweder auf der Stirn oder Wange des Probanden angebracht und mit einem am Helm befestigten Massekabel verbunden.

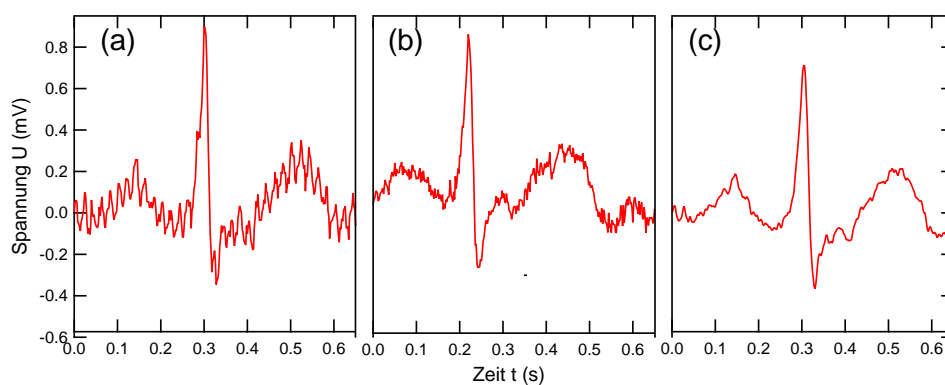


Abbildung 4.18: EKG-Messung ohne Masseverbindung (a), mit Masseverbindung (b) und mit Software-Filter (c).

4.3 Kapazitives EEG

Die Messungen von EEG-Signalen wurden mit dem beschriebenen Helmsystem durchgeführt, wobei zu Beginn der Arbeit auch Messungen mit Einzelelektroden zur Beurteilung der Machbarkeit durchgeführt wurden.

4.3.1 Alpha-Messungen

Zu Beginn der Entwicklungen wurde eine Messung mit zwei kapazitiven Elektroden durchgeführt, wobei eine Elektrode als Referenz auf dem Vorderkopf (Position Fp2) und eine Elektrode über dem okzipitalen Cortex auf dem Hinterkopf (Position O1) positioniert wurde. Diese Elektroden wurden differenziell verschaltet und mit einer Messkarte die Daten aufgenommen. Das eigentliche Experiment bestand aus Wechseln (jeweils etwa zehn Sekunden) von „Augen offen“ bzw. „Augen geschlossen“ mit mehreren Wiederholungen. Abb. 4.19 zeigt einen Ausschnitt dieser Messung. Der EEG-Kanal wurde schmalbandig mit einem Bandpass (8-13 Hz) gefiltert, um den Alpha-Bereich zu extrahieren. Parallel zu den Wechseln zwischen Auge auf/zu wurde ein Triggersignal manuell erzeugt, um im Nachhinein den Messablauf nachvollziehen zu können. Die einzelnen Bereiche sind entsprechend zum aktuellen Zustand der Augen markiert.

Wie zu erwarten misst man eine Modulation des Alpha-Rhythmus, wobei die Amplitude bei geschlossenen Augen entsprechend signifikant erhöht ist. Mit dieser

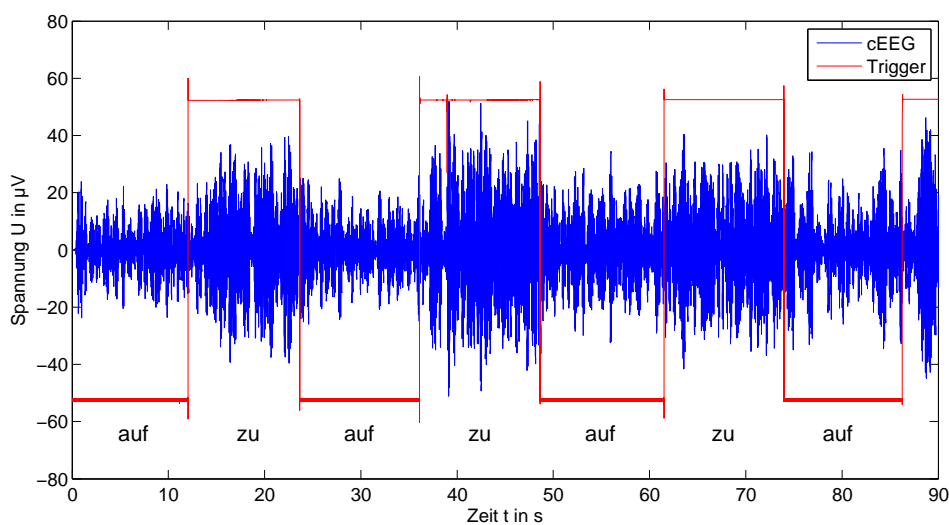


Abbildung 4.19: Kapazitive EEG-Messung der Alpha-Modulation mit einem Kanal.

Messung konnte die grundsätzliche Eignung der entwickelten kapazitiven Elektroden für die Messung von EEG-Signalen aufgezeigt werden. Allerdings wurde diese Messung mit lediglich einem Kanal durchgeführt. Daher wurden derartige Messungen wiederholt, als das Helmsystem mit voller Kanalanzahl zur Verfügung stand. Damit wurde auch eine orts aufgelöste Messung möglich. Bei den Messungen mit dem Helmsystem trat allerdings ein zusätzliches Phänomen auf, welches in der Struktur des Helmes begründet ist. Durch das Helmgewicht tauchen im Messsignal zusätzliche Artefakte auf, die auf Grund der Pulsbewegung entstehen und das eigentliche Nutzsignal überlagern. Diese Pulsartefakte müssen bei der Auswertung der Daten berücksichtigt werden. Abb. 4.20 zeigt ein Rohsignal eines Helmkanales, welches mit dem Pulsartefakt überlagert ist.

Um dieses unerwünschte Pulsartefakt aus den Messdaten herauszufiltern, wurde eine ICA (INFOMAX-Algorithmus) auf die Daten angewendet, um dann anschließend mit Hilfe einer schmalbandigen Filterung die Alpha-Modulation sichtbar zu machen. Abb. 4.21(b) zeigt das Zeitsignal der entsprechenden ICA-Komponente (Filterung 8-15 Hz) mit den jeweiligen Augenzuständen. Die Abfolge von „Auge auf/zu“ wurde mit Hilfe einer über Lautsprecher erfolgten Ansage an den Probanden realisiert. Man kann gut die Modulation des Alpha-Rhythmus mit den beiden Zuständen erkennen. Darunter ist der gleiche Zeitbereich als Spektrogramm dargestellt, welches die Änderung im interessierenden Frequenzbereich nochmals deutlich macht. Zusätzlich kann mit der verwendeten Toolbox (EEGlab), mit der auch die ICA berechnet wurde, eine Rückprojektion der ICA-Komponente auf die Messkanäle erfolgen [178]. Damit wird berechnet, wie stark die (unabhängige) Komponente in den einzelnen

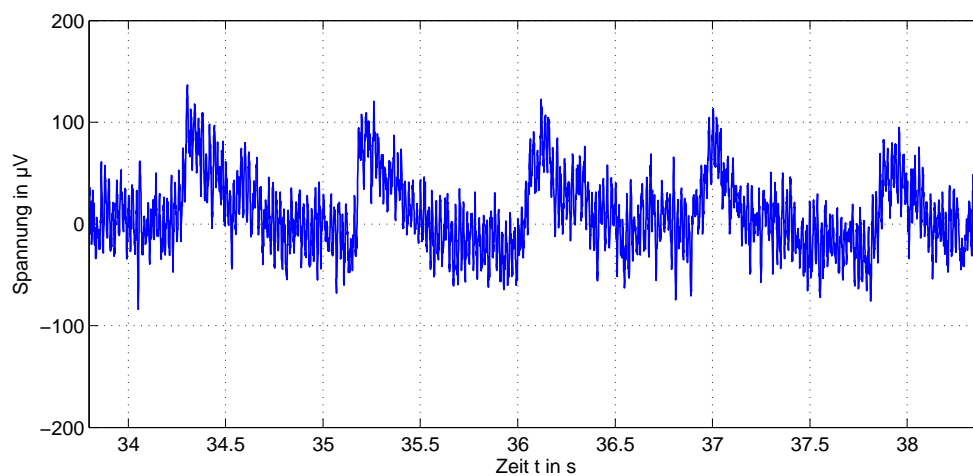


Abbildung 4.20: Kapazitives Messsignal mit überlagertem Pulsartefakt.

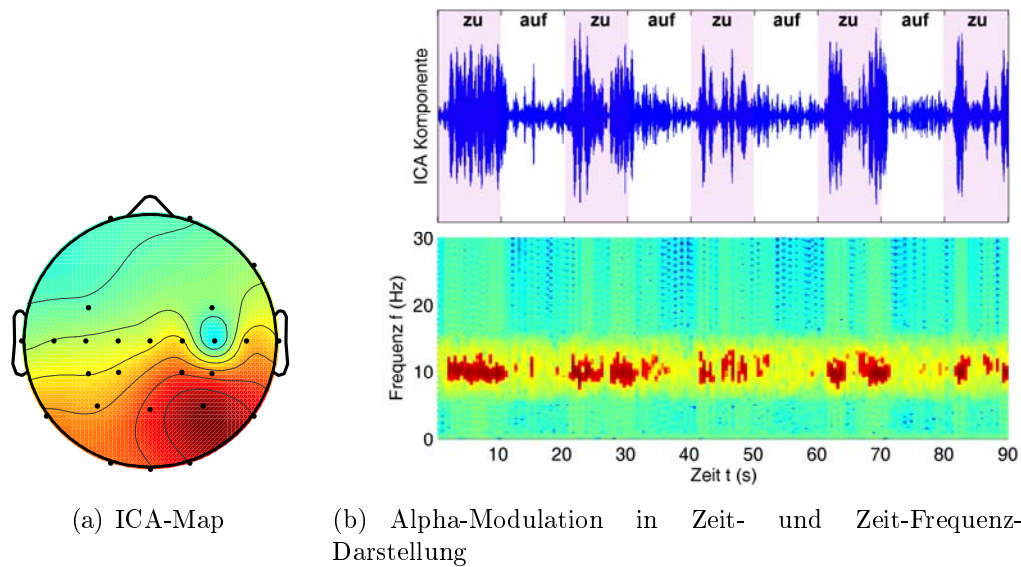


Abbildung 4.21: Messung der Alphamodulation mit dem Helmsystem nach ICA.

Kanälen vorhanden ist. Daraus lässt sich schließlich eine Potentialkarte auf die Kopfoberfläche projizieren (Abb. 4.21(a)), die die Verteilung der jeweiligen Komponente zeigt. Wie hier zu sehen ist, ist die Alphamodulation wie erwartet auf den hinteren Teil des Kopfes begrenzt, daher kann man mit Hilfe dieser Rückprojektion die gemessenen Signale anhand der funktionalen Hirnregionen verifizieren.

4.3.2 VEP/SSVEP

Die später für das BCI-System eingesetzten VEP/SSVEP-Signale wurden ebenfalls vorher evaluiert. Dabei wurden zunächst grundsätzliche Experimente durchgeführt, um die Nachweisbarkeit dieses im Vergleich zur Alphamodulation amplitudenmäßig kleineren Signals zu überprüfen. Dafür wurde ein blinkendes Schachbrettmuster verwendet, wobei die Ergebnisse auch mit einer LED-Matrix reproduzierbar waren. Abb. 4.22 zeigt eines dieser ersten Experimente, bei dem zwei Messungen direkt hintereinander durchgeführt wurden, eine mit dem blinkenden Schachbrett, die zweite mit verdecktem Schachbrett. So sollte verhindert werden, dass mögliche Störeinkopplungen zu VEP-ähnlichen Artefakten führen können, die dann möglicherweise falsch interpretiert werden. Die rote Kurve zeigt die sich ergebende VEP-Erregung, die blaue Kurve hingegen zeigt keinen derartigen Verlauf. Beide Messungen wurden anhand eines Triggersignals über mehrere Trials ($N=50$) gemittelt, um z.B. Störungen wie das 50 Hz-Signal zu unterdrücken.

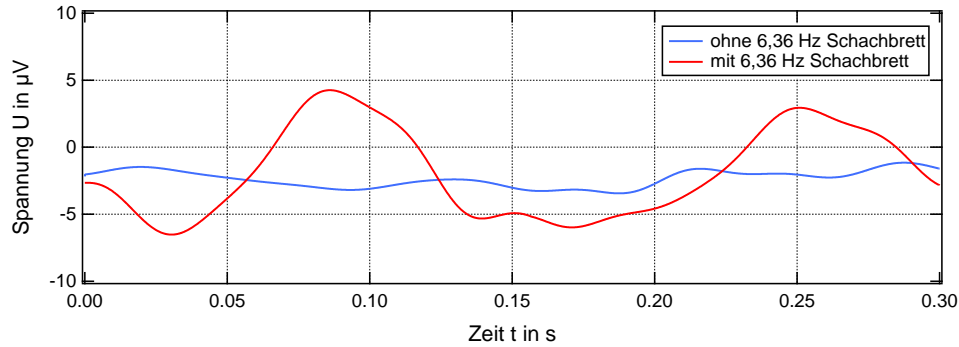


Abbildung 4.22: EEG-Messung zum Nachweis eines VEPs.

Weiterhin wurden Messungen mit unterschiedlichen Probanden und bei verschiedenen Frequenzen durchgeführt, insbesondere um den Übergang von VEP- zu SSVEP-Signalen zu charakterisieren, bzw. deutlich zu machen. Dabei wurden auch ICA-Methoden zur Extraktion des Signals verwendet. In Abb. 4.23 sind zwei Messungen bei unterschiedlichen Stimulationsfrequenzen dargestellt, zum einen bei einer langsamen Frequenz, bei der ein transientes VEP messbar ist (Abb. 4.23(a)), zum anderen bei einer relativ schnellen Stimulation, bei der sich ein SSVEP bildet (Abb. 4.23(b)). Beide Messungen wurden am okzipitalen Cortex gemessen (Helmsystem), die Signale wurden über einen entsprechenden Zeitraum (30 s) aufgezeichnet und anhand des mit aufgezeichneten Triggersignals gemittelt, um Störungen zu unterdrücken. Außerdem wurde ein 30 Hz Tiefpassfilter angewendet, um höherfrequente Störungen zu dämpfen.

Zusätzlich kann man wie bereits angesprochen eine ICA auf einen derartigen Datensatz anwenden, um das VEP-Signal zu extrahieren und anschließend auf die Kanäle zu projizieren (Abb. 4.24(a)). Auch hier wurde die entsprechende ICA-

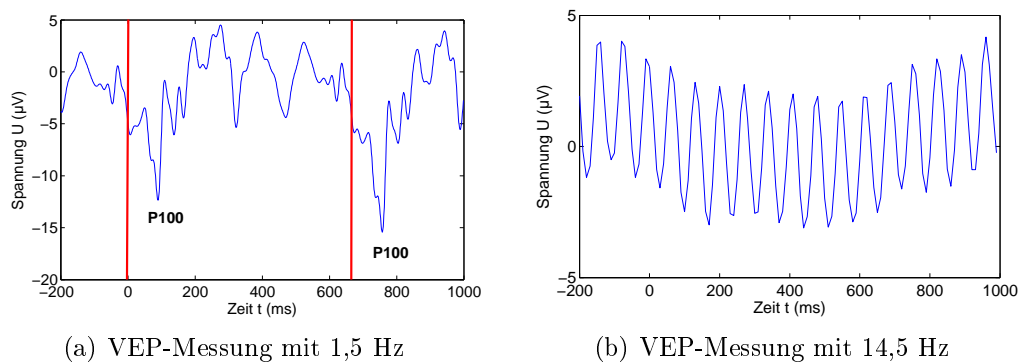


Abbildung 4.23: VEP-Messungen am okzipitalen Cortex mit unterschiedlichen Stimulationsfrequenzen (Mittelung).

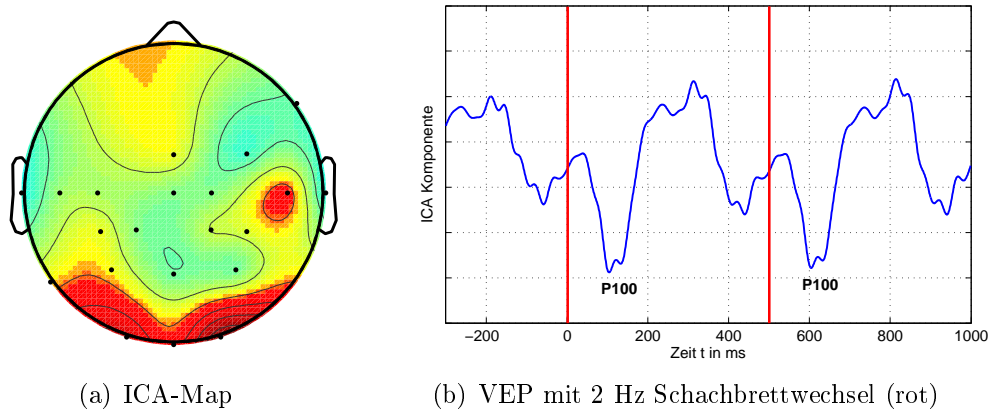


Abbildung 4.24: VEP-Messung nach ICA-Zerlegung.

Komponente über die Trials gemittelt (Abb. 4.24(b)). Erwartungsgemäß sieht man die transienten VEP-Antworten 100 ms nach dem Stimulationsreiz (rote Linie). In der Projektion wird ebenfalls die Begrenzung auf den okzipitalen Cortex sichtbar.

Für die Nutzung der VEP/SSVEP-Signale in einem BCI ist aber die spektrale Darstellung des VEPs wesentlich relevanter, weil sich so ein SSVEP-Signal aufgrund der scharfen Frequenz deutlich leichter von den Störsignalen trennen lässt, als das im Zeitbereich möglich ist. Außerdem kann so schon mit deutlich weniger Trials eine Detektion der entsprechenden Frequenz erfolgen. In Abb. 4.25 ist das Frequenzspektrum einer Messung mit dem Helmsystem zu sehen, wobei nur ein okzipitaler Kanal (Oz) dargestellt ist. Im Spektrum lassen sich zwei relevante Signalanteile deutlich machen, zum einen der durch das Pulsartefakt hervorgerufene Frequenzkamm bei niedrigen Frequenzen (Pulsfrequenz und Oberwellen), zum anderen das eigentliche SSVEP-Signal bei 13 Hz, welches in diesem Fall das eigentliche Nutzsignal darstellt.

Grundsätzlich kann man daraus schließen, dass für eine gute Trennbarkeit des Artefaktes von der SSVEP-Stimulation Frequenzen oberhalb von etwa 7 Hz zu bevorzugen sind, da dann eine Überlagerung beider Signalanteile vermieden wird. Man kann zwar aufgrund des zusätzlich aufgezeichneten Triggersignals mit Hilfe einer entsprechenden Korrelation beider Signale eine Trennung von Nutzsignal und Artefakt durchführen, trotzdem liefert dieses Verfahren bessere Ergebnisse, wenn beide Frequenzbereiche nicht überlagert sind, da dann ein größerer Signal-Rausch-Abstand nutzbar ist. Da es beim BCI um eine möglichst schnelle Detektion des entsprechenden Signals geht, sollte von vornherein Wert auf eine optimale Wahl der Frequenzbänder gelegt werden.

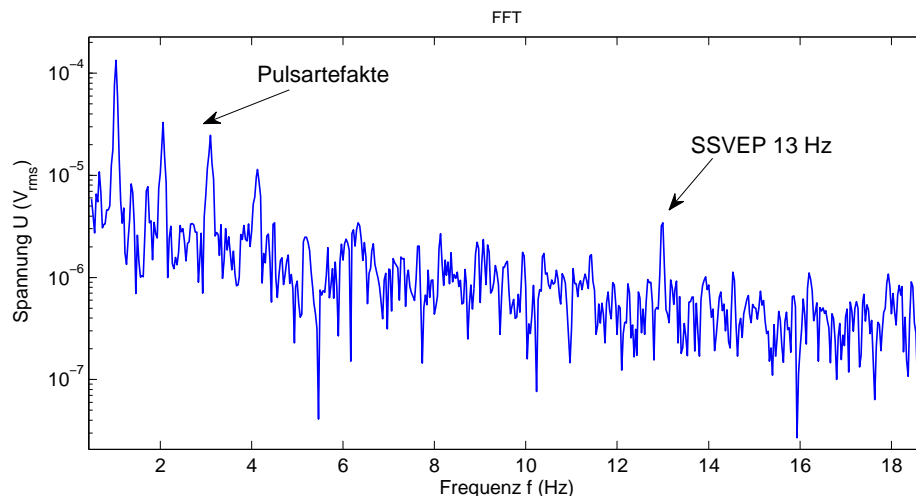


Abbildung 4.25: Frequenzspektrum einer VEP-Messung mit markiertem Messsignal und Pulsartefakten.

4.4 Brain-Computer Interface

Zur Realisierung eines Brain-Computer-Interfaces wurden die in Kapitel 3.4 vorgestellten Aufbauten bzw. Algorithmen verwendet. Mittels zweier Schachbrettmuster mit unterschiedlicher Frequenz und der Analyse mittels der beschriebenen Software konnten so die vorher kapazitiv nachgewiesenen SSVEP-Signale zur Realisierung eines BCIs verwendet werden. In Abb. 4.26 sind die Ergebnisse eines Trainingsdurchgangs im Spektrum dargestellt. Es handelt sich um drei Trainingsteile mit je 30 Sekunden Dauer, wobei als Stimulationsfrequenzen 10,5 Hz und 12,5 Hz gewählt wurden.

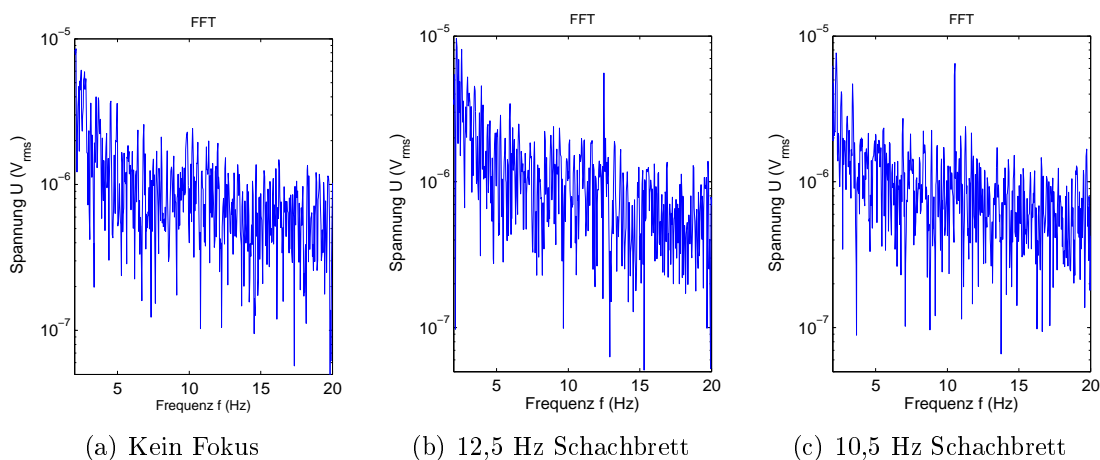


Abbildung 4.26: Trainingsergebnisse einer SSVEP-Messung.

Die dargestellten Spektren wurden jeweils für den kompletten Datensatz (je 30 s) berechnet, dadurch lässt sich die jeweilige SSVEP-Frequenz sehr schön darstellen. Allerdings muss für ein BCI mit wesentlich kürzeren FFT-Fensterlängen gearbeitet werden, wenige Sekunden müssen ausreichen, um die jeweilige Frequenz zu extrahieren, gleichzeitig sinkt die Frequenzauflösung der berechneten Spektren entsprechend. Im Folgenden werden daher Messungen und Verfahren zur Lösung dieser Problematik und zur Realisierung des SSVEP-BCIs beschrieben.

4.4.1 Erste Messungen mit Schwellwertverfahren

Zu Beginn dieser Arbeiten wurden zunächst auf Basis eines schwellenbasierten Verfahrens Messungen durchgeführt [165]. Dabei wurden anhand der Trainingsdaten Schwellen im Spektrum des EEGs definiert, anhand derer die Entscheidung, ob eine bestimmte SSVEP-Frequenz vorliegt, getroffen wurden. Die Berechnung der Schwellen wurde anhand einer gleitenden FFT durchgeführt, das heißt ein Ausschnitt aus den Daten mit definierter Länge (3-8 Sekunden) wurde sekundenweise über die Daten geschoben und die entsprechenden Parameter (Leistung im jeweiligen Spektralband) berechnet. Anhand dieser Berechnungen konnten für die unterschiedlichen Fensterlängen die Unterscheidung zwischen stimuliertem und unstimuliertem Fall durchgeführt werden (Abb. 4.27(a)). Dabei wird deutlich, dass wie erwartet mit steigender Fensterlänge und damit größerer Anzahl von Trials im jeweiligen Fenster eine bessere Trennung zwischen stimulierter (on) und unstimulierter (off) Messung erfolgt. Mit diesem Verfahren wurden unterschiedliche Versuchspersonen analysiert, jeweils mit verschiedener Fensterlänge (Abb. 4.27(b)). Dabei wurde deutlich, dass bei etwa sieben Sekunden Fensterlänge eine zufriedenstellende Detektionsgenauigkeit von 80% erreicht wurde. Versuchsperson 4 zeigte insgesamt schlechtere Genauigkeitswerte, selbst bei acht Sekunden Fensterlänge ist lediglich eine Genauigkeit von 60% zu erreichen [179].

Zusätzlich wurden mit Hilfe dieses Verfahrens erste erfolgreiche Online-BCI-Messungen durchgeführt. In Abb. 4.28 ist eine derartige Messung dargestellt. Die Versuchsperson saß dabei vor dem Bildschirm und bekam in 20-sekündigem Abstand Anweisungen zu sehen, welches der Muster sie fokussieren soll, um nachher den Verlauf der Messung nachvollziehen zu können. Dabei gab es drei Anweisungen: rechtes Muster (R), linkes Muster (L) und kein Muster (X). Die jeweiligen Abschnitte dauerten 32 Sekunden, die Analyse anhand des vorher durchgeführten Trainings wurde mit einer Fensterlänge von acht Sekunden durchgeführt.

Im oberen Graphen ist die Bandleistung im Bereich der rechten Stimulations-

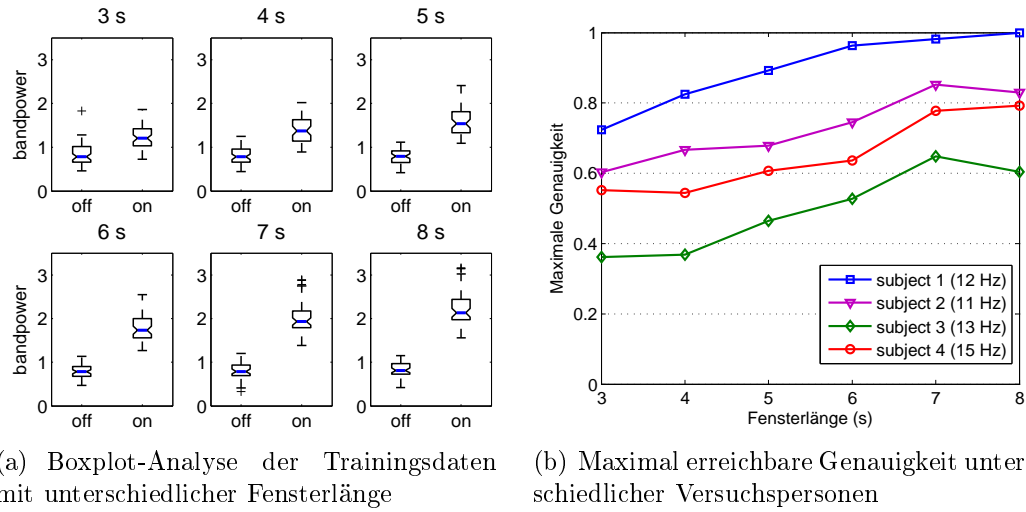


Abbildung 4.27: Analyse von Trainingsdaten mit Hilfe von Schwellwerten im Leistungsspektrum.

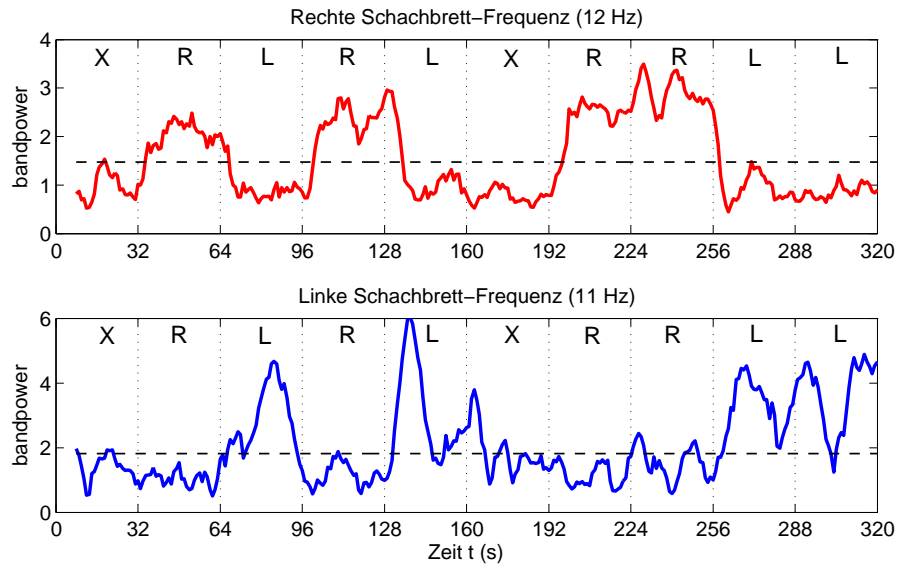


Abbildung 4.28: Online-BCI-Messung mit Hilfe des Schwellwertverfahrens.

frequenz (12 Hz), im unteren Graphen die der linken Stimulationsfrequenz (11 Hz) dargestellt. Wie zu erwarten, steigt die jeweilige Leistung dann an, wenn das entsprechende Muster fokussiert wurde, wobei die rechte Frequenz besser detektiert wurde als die linke, bei der die Leistung etwas mehr schwankte. Gestrichelt eingezeichnet sind die Entscheidungsschwellen, die anhand des Trainings berechnet wurden und mit Hilfe derer die Detektion und das Feedback an den Benutzer gesteuert wurde.

Zur weiteren Optimierung der Erkennung wurden außerdem die bereits in Abschnitt 2.4.3 beschriebenen Support-Vector-Machines eingesetzt, um insbesondere

die Detektionszeit zu verkürzen und das Verfahren robuster gegenüber Störungen zu machen [166].

4.4.2 Anwendung von Support-Vector-Machines

Bei der Klassifizierung mittels SVM muss zwischen drei Kategorien unterschieden werden (rechts, links, kein Fokus), daher wird ein dreiteiliges Training mit 30 Sekunden je Kategorie durchgeführt. Anschließend kann mittels der SVM eine Trennung der Trainingsdaten erfolgen und die Supportvektoren für die spätere Online-BCI-Messung berechnet werden. Abb. 4.29 zeigt die Merkmalsausprägung einer derartigen Klassifizierung als Scatter-Plot (nach einer vorher durchgeführten Diskriminanzanalyse) mit den schwarz eingezeichneten Trennungslinien und den drei Klassen, die anhand des Trainings festgelegt wurden. Bei der Klassifizierung wurde eine Fensterlänge von vier Sekunden gewählt.

Dabei wird eine sehr gute Trennung der einzelnen Klassen deutlich. Die ermittelten Trennungslinien, welche anhand der Supportvektoren berechnet wurden, trennen die einzelnen Bereiche optimal. Mittels dieser Trainingsdaten kann nun eine Online-BCI-Messung erfolgen, wobei mit der kürzeren Fensterlänge von lediglich vier Sekunden eine schnellere Detektion und damit eine präzisere Generierung des Feedback- bzw. Steuersignals erfolgen. In Abb. 4.30 ist eine derartige Messung dargestellt, wobei die durchgezogene Linie wieder die Anweisungen an den Probanden

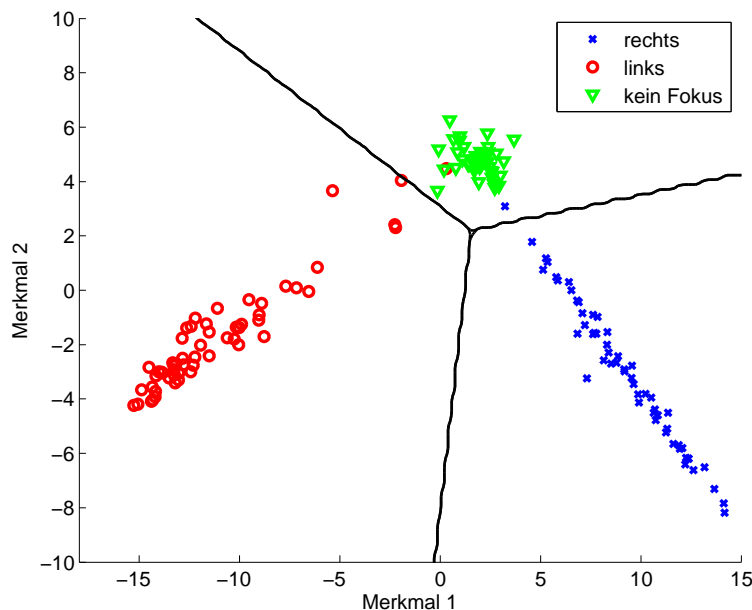


Abbildung 4.29: Klassifizierung eines BCI-Trainings mittels SVM.

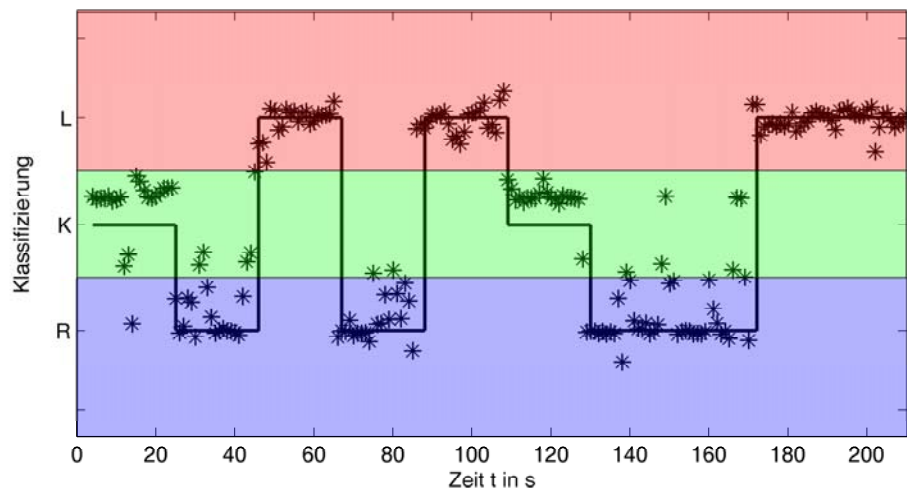


Abbildung 4.30: Online-Messung mit SVM-Klassifikation.

repräsentiert, außerdem sind die einzelnen Klassen farblich hinterlegt (R=rechts, L=Links, K=kein Fokus). Die Messpunkte repräsentieren nun die während der Messung ermittelten Merkmalsausprägungen und repräsentieren die online ermittelten Zuordnungen des Signals in die drei Klassen.

In dieser Messung konnte eine Detektionsgenauigkeit von über 95% erreicht werden, was für die meisten BCI-Anwendungen völlig ausreichend ist. Grundsätzlich hängt die erreichbare Genauigkeit aber von den im Training errechneten Trennungsebenen der SVM und damit von der Qualität der Trainingsdaten ab. In Abb. 4.31 sind zwei Trainingsergebnisse mit unterschiedlicher Qualität gezeigt, wobei die jeweiligen Klassen wieder entsprechend markiert sind. Es ist gut zu sehen, dass bei einem schlechten Training die einzelnen Klassen stark überlappen. Damit wird auch bei einer späteren Online-Messung die Detektionsgenauigkeit entsprechend sinken. Die Software ist aus diesem Grund so aufgebaut, dass sie im Anschluss an ein Training eine Analyse der Trainingsdaten vornimmt und eine Vorhersage der zu erwartenden Detektionsgenauigkeit ausgibt. Anhand dieses Wertes kann nun entschieden werden, ob man das Training für die Online-Messung verwendet oder aber eine Wiederholung eventuell auch bei anderen Stimulationsfrequenzen durchführt. Zu diesem Zweck existiert ein weiteres Analysetool, mit dessen Hilfe man die Spektren der gemessenen Signale anzeigen kann und dort möglicherweise vorhandene Störungen im Spektrum ausschließen kann. Bekannterweise ist die Amplitude der SSVEPs abhängig von der Frequenz und vor allem der Versuchsperson, so dass es sinnvoll sein kann, einige Frequenzen vor der eigentlichen Messung zu testen. Zu diesem Zweck wurde außerdem ein spezieller Modus vorgesehen, der einen Frequenz-Sweep vornimmt und anhand

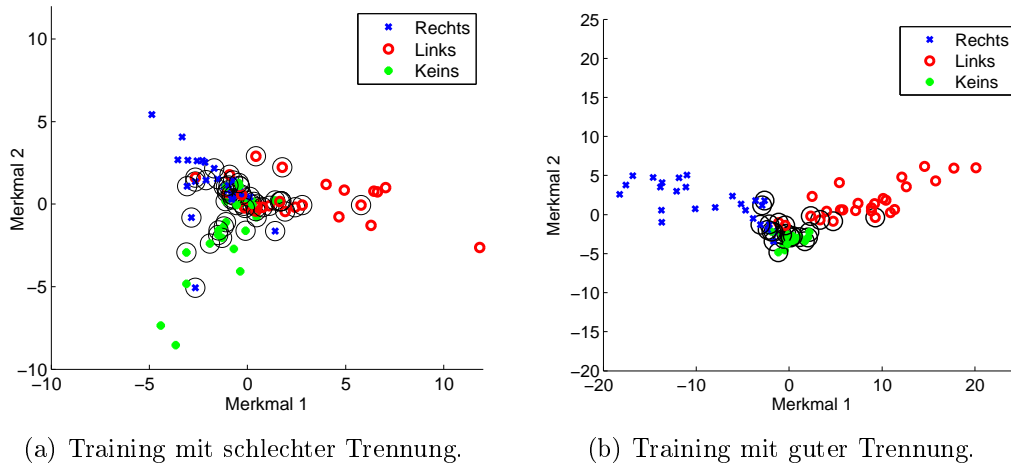


Abbildung 4.31: Unterschiedliche Trainingsergebnisse (je 3x 30 s Training).

der daraus gewonnenen SSVEP-Signale Vorschläge für die optimalen Frequenzen bei der jeweiligen Versuchsperson machen kann. Grundsätzlich führt die Nutzung der SVM-Klassifizierung aber zu einer signifikanten Beschleunigung des BCI-Systems. Im Vergleich zu herkömmlich gemessenen SSVEP-BCIs ist es allerdings noch um einen Faktor 2-3 langsamer (Fensterlänge beim kapazitiven System konservativ mit 6 Sekunden angenommen), so dass sich der Vorteil, den man durch den Wegfall der Präparationszeit erhält, nach einer gewissen Anzahl von Entscheidungen wieder kompensiert, da mit einem herkömmlichen System mehr Entscheidungen pro Zeit (Bitrate) getroffen werden können. Ein dreifach schnelleres Standard-EEG-BCI hätte 20 Minuten Vorbereitungszeit nach 10 Minuten BCI-Messung aufgrund der höheren Bitrate kompensiert und wäre ab dann schneller. Daher muss die Detektionsrate des kapazitiven Systems weiter verbessert werden, um die Systemvorteile bezüglich der Einfachheit der Messung zu behalten.

4.4.3 Demonstrator

Auf Basis des beschriebenen kapazitiven SSVEP-BCIs wurde eine Steuerung eines Modellfahrzeuges als Demonstrationsaufbau realisiert, wobei die eigentliche Steuerung die Richtung des Fahrzeuges beeinflusst. Das Fahrzeug fährt dabei mit einer konstanten Geschwindigkeit. Die Lenkung wird mit dem rechten und linken Schachbrett kontrolliert, wird keines der beiden Muster fokussiert, fährt das Fahrzeug geradeaus. Abb. 4.32(a) zeigt den Steuerbildschirm mit den beiden Schachbrettmustern.

In der Mitte ist das Videobild der Kamera zu sehen, die in dem Modellfahrzeug eingebaut ist und per Funk mit dem BCI-PC verbunden ist. Des Weiteren sieht man



(a) Bildschirm mit Schachbrettmustern und eingebettetem Videobild



(b) Modellfahrzeug mit eingebauter Kamera

Abbildung 4.32: BCI-Demonstrator mit Modellfahrzeugsteuerung.

oberhalb der Schachbretter zum einen ein breites Rechteck (weiß/grün), welches für Anweisungen an die Versuchsperson genutzt werden kann um Messungen besser evaluieren zu können. Außerdem sind neben den Rechtecken kleine Quadrate angeordnet (rot/schwarz), welche das Steuersignal, das das BCI-System aus dem EEG extrahiert hat, an die Versuchsperson zurückmelden. In Abb. 4.32(b) ist das eigentliche Modellfahrzeug zu sehen, das mit einer Kamera im Führerhaus und einer modifizierten Getriebeübersetzung ausgestattet wurde, um mit der Detektionsgeschwindigkeit des BCIs eine vernünftige Steuerung zu gewährleisten. Mit diesem Aufbau konnte eine erfolgreiche Demonstration der kapazitiven BCI-Steuerung durchgeführt werden.

5

Zusammenfassung und Ausblick

Die kapazitive Messung von Biosignalen (z.B. EKG, EEG) stellt zunehmend eine ernst zu nehmende Alternative zu den herkömmlich verwendeten Elektroden dar, die meist auf einem galvanischen Kontakt zur Haut basieren, welcher durch Kombination einer Ag/AgCl-Elektrode mit einem entsprechenden Elektrolytgel erzielt wird. Kapazitive Elektroden hingegen versprechen eine Vereinfachung der Messung durch die kontaktlose Aufnahme des Biosignals und ermöglichen insbesondere durch den isolierenden Charakter neuartige Messungen durch Kleidung oder Haare hindurch. Im Rahmen dieser Arbeit wurden diese kapazitiven Elektroden insbesondere im Hinblick auf die Eignung und Anwendbarkeit im Bereich der EKG- und EEG-Messung unter Berücksichtigung des aktuellen Stands der Forschung untersucht.

Die Eigenschaften der Elektroden und der benötigten Beschaltung wurden detailliert betrachtet, wobei das für die Empfindlichkeit relevante Eingangsrauschen in diversen Konfigurationen evaluiert wurde. Dazu wurde ein Modell der Elektrode aufgestellt und mit entsprechenden Messungen verglichen. Als wichtigster Einflussfaktor wurde dabei die Beschaltung des Eingangs bestehend aus der Koppelkapazität zum Körper und dem Eingangswiderstand des Impedanzwandlers, der das Signal von der kapazitiven Elektrode aufnimmt, ausgemacht. Neben den durch die Simulation berechneten Faktoren traten dabei zusätzliche Beiträge in Form von $1/f$ -Rauschen auf, welches aufgrund der sehr hoch-impedanten Eingangsbeschaltung nur in dieser speziellen Schaltungskonfiguration auftritt. Dieses Rauschen ist offensichtlich auf Ladungsfluktuationen auf der Eingangskapazität zurückzuführen. Diese bestimmen insbesondere für EEG-Messungen die maximale Empfindlichkeit und das daraus resultierende Rauschen ist verantwortlich für das im Vergleich zu Ag/AgCl-Elektroden

geringere Signal-zu-Rausch Verhältnis. Insgesamt konnte die Eignung der kapazitiven Elektroden aber sowohl für das EKG als auch für ausgewählte EEG-Signale erfolgreich nachgewiesen werden und anhand der entwickelten Systeme die Anwendbarkeit aufgezeigt werden.

Die kapazitive EKG-Messung wurde bereits in zahlreichen Publikationen nachgewiesen. Fokus der hier vorgestellten Forschung war die Kombination der einfachen Anwendbarkeit der Elektroden mit einer neuartigen Systemkonfiguration, die klassische Zeitdarstellung und Body-Surface-Potential-Mapping kombiniert und so einen schnellen Zugang zu einer breiten diagnostischen Datenbasis liefert. Die Kombination des Elektrodenarrays mit dem Tablet-PC ermöglicht eine direkte Darstellung am Patienten, die Messung durch Kleidung hindurch vereinfacht das Verfahren zusätzlich. Anhand von Vergleichsmessungen und Messungen an Herzpatienten unter realen Bedingungen konnte die Leistungsfähigkeit dieses Ansatzes sowohl für die Zeitdarstellung als auch für die BSPMs nachgewiesen werden. Die weitere Entwicklung und Forschung bezüglich des EKG-Systems kann sich daher auf die Erhöhung der Ortsauflösung mit mehr EKG-Kanälen und die Optimierung der Anpassung des Systems an die Brustkorboberfläche konzentrieren. Um den diagnostischen Nutzen zu evaluieren, wurde bereits eine klinische Studie in Zusammenarbeit mit dem Universitätsklinikum Göttingen begonnen, die das System im Bereich der Infarkt Diagnostik im direkten Vergleich zum herkömmlichen EKG einsetzt. Im Gegensatz zu den bisher untersuchten Patienten handelt es sich hier um akute Notfälle, bei denen insbesondere die für viele Infarktarten charakteristische Hebung der ST-Strecke im EKG auftritt. Dazu sollen mindestens 50 Patienten in realer Klinikumgebung untersucht werden. Ziel dieser Studie ist die Weiterentwicklung des Systems im Hinblick auf den zukünftig praktischen Einsatz im medizinischen Alltag.

Die Verwendung der kapazitiven Elektroden im Bereich der EEG-Messung verspricht auf Grund der noch deutlicheren Verkürzung der Vorbereitungszeit ebenfalls ein hohes Anwendungspotential, hierbei muss aber die bereits erwähnte geringere Empfindlichkeit im Vergleich zu galvanischen Systemen für die jeweilige Anwendung berücksichtigt werden. Viele BCI-Ansätze haben sehr hohe Anforderungen an das Signal-zu-Rausch-Verhältnis und sind schon mit herkömmlichen, galvanischen Elektroden nur sehr aufwendig realisierbar. Die im Rahmen dieser Arbeit vorgestellten SSVEP-Signale sind sehr gut für die Nutzung mit kapazitiven Elektroden geeignet, die erreichte maximale Detektionsgeschwindigkeit liegt lediglich einen Faktor zwei bis drei unter herkömmlichen Systemen. Den speziellen Randbedingungen der kapazitiven Elektroden, z.B. das erhöhte Störumfeld und die erforderliche Dynamik der Verstärker, wurde durch eine Neuentwicklung des kompletten Signal-

pfades von der Elektrode über den Verstärker und die Analog/Digitalumsetzung bis zur Datenverarbeitung Rechnung getragen. Dadurch konnten auch erstmals mit einem kapazitiven Helm-System und einer relativ hohen Kanalanzahl von 28 Kanälen EEG-Messungen durchgeführt werden, die in Form von Alpha-Messungen und VEP-Experimenten dokumentiert wurden. Die Weiterentwicklung der kapazitiven EEG-Messung auf Basis des hier aus praktischen Gründen favorisierten Ansatzes der schwachen Kopplung hängt direkt mit der Elektrodenentwicklung zusammen. Des Weiteren besteht auch Potential bei der Optimierung des Helmdesigns um die Anwendbarkeit auf verschiedene Probanden zu erhöhen und das System auf die Anwendungsfälle zu spezialisieren (z.B. für VEP-Messungen mit einer Konzentration der Kanäle auf die relevanten Hirnregionen). Es existiert kurzfristig die Möglichkeit der klinischen Anwendbarkeit überall dort, wo die vorhandene Empfindlichkeit ausreicht. Hier könnten in Zukunft mit einer deutlichen Vereinfachung der Messprozedur leichter und schneller Untersuchungen durchgeführt werden.

Die Entwicklung im Bereich kapazitiver Elektroden konzentriert sich zunehmend auf die Bereiche, wo eine möglichst unsichtbare Überwachung von Vitalparametern gefragt ist, z.B. bei der Integration in Alltagsgegenstände wie Betten oder Autositze. Die in dieser Arbeit durchgeführten Untersuchungen können dazu beitragen, insbesondere die Interpretation der dort zu messenden Signale zu verbessern und die kapazitive Messung als Alternative im normalen klinischen Einsatz zu qualifizieren.

Anhang

Liste der wissenschaftlichen Veröffentlichungen

- Oehler, M.; Schilling, M., „Capacitive ECG system with direct access to standard leads and body surface potential mapping“, *Biomedizinische Technik / Biomedical Engineering*, 2009, accepted
- Oehler, M.; Schilling, M.; Esperer, H. D., „Novel multichannel capacitive ECG-System for cardiac diagnostics beyond the standard-lead system“, *IFMBE Proceedings, 4th European Conference of the IFBME, Antwerp*, 2008, S. 30-33
- Oehler, M.; Schilling, M., „Body surface potential mapping of the heart based on capacitive electrodes“, *Proceedings Workshop Biosignalverarbeitung 2008, Potsdam*, 2008, S. 50-51
- Oehler, M.; Neumann, P.; Becker, M.; Curio, G.; Schilling, M., „Extraction of SSVEP signals of a capacitive EEG helmet for human machine interface“, *Proceedings 30th Annual Conf. IEEE EMBS, Vancouver*, 2008, S. 4495-4498
- Oehler, M.; Ling, V.; Melhorn, K.; Schilling, M., „A multichannel portable ECG system with capacitive sensors“, *Physiological Measurement*, 29(7), 2008, S. 783-793
- Oehler, M.; Schilling, M., „Capacitive ECG-System for Real-Time Diagnostics“, *Proc. 41st Ann. Congress of the German Society for Biomed. Eng. BMT, Aachen*, 2007
- Oehler, M.; Riggert, A.; Ludwig, F.; Schilling, M.; Blankertz, B.; Müller, K. R.; Kunzmann, V.; Curio, G., „Comparison of capacitive ECG with conventional ECG“, *Proc. 40th Ann. Congress of the German Society for Biomed. Eng. BMT, Zürich*, 2006, p128

Preise

- 1. Preis Nachwuchswissenschaftlerwettbewerb für den Beitrag „Body surface potential mapping of the heart based on capacitive electrodes“ im Rahmen des DGBMT-Workshops *Biosignalverarbeitung*, Potsdam, 2008

Patentanmeldungen

- EP 2024897, „Konzept zur Positions- oder Lagebestimmung eines Transponders in einem RFID-System“, Schilling, M.; Oehler, M.; Wissendheit, U.; Kuznetsova, D.; Gerhäuser, H., 2006
- WO2009000919, „Vorrichtung zur Zustandsüberwachung von Bauwerken“, Schilling, M.; Ummenhofer, T.; Oehler, M.; Missal, C.; 2007
- „Medizinisches Diagnosegerät sowie Verfahren zur Diagnose“, Schilling, M.; Oehler, M., 2009 angemeldet

Abbildungsverzeichnis

2.1	Helmholtz-Doppelschicht.	5
2.2	Elektroden für das galvanische EKG.	7
2.3	EEG Messung mit Ag/AgCl-Elektroden.	8
2.4	Struktur einer textilen Elektrode auf Silberbasis [19].	9
2.5	Schaltung einer aktiven Elektrode auf Gold-Basis.	10
2.6	Kapazitive Elektrode FET.	11
2.7	Blockschaltbild einer kapazitiven Elektrode.	12
2.8	Elektrodenmodell.	16
2.9	Schematischer Aufbau des Herzens.	20
2.10	Typisches EKG-Signal mit den entsprechend gekennzeichneten Abschnitten.	21
2.11	Ableitungen nach Einthoven.	22
2.12	Ableitungen nach Goldberger.	23
2.13	Ableitungen nach Wilson.	23
2.14	Ableitungen nach Nehb.	24
2.15	BSPM-Messung mit 40 Kanälen, gemessen über dem Herzen mit einem MKG [93].	26
2.16	Hirnareale mit Bezeichnungen.	27
2.17	Signalübertragung zwischen prä- und postsynaptischem Neuron.	28
2.18	Elektrodenpositionen nach dem 10-20-System.	29
2.19	EEG eines VEPs.	32
2.20	Blockdiagramm eines BCI 2000-Systems.	34
2.21	Merkmalsraum mit Separationsebenen (gestrichelt).	43
3.1	Kapazitives EKG-System mit Tablet-PC.	46
3.2	Grundsätzlicher Aufbau der Elektrode.	47
3.3	Eingangswiderstand in Abhängigkeit der Grenzfrequenz für verschiedene Koppelkapazitäten.	48

3.4	Grundsätzlicher Schaltungsaufbau.	49
3.5	Anschluss des Eingangspins: a) Guardring im Layout, b) Luftverdrahtung.	50
3.6	Foto der kapazitiven Elektrode	54
3.7	Schematischer Aufbau der Elektrode.	55
3.8	Vergleich zwischen miniaturisierter und normaler Elektrode.	55
3.9	Ersatzschaltbild der kapazitiven Elektrode (Frontend).	58
3.10	Modell der Eingangsbeschaltung für die Rauschanalyse.	59
3.11	Abhängigkeit der spektralen Rauschspannung von der Koppelkapazität C_k	61
3.12	Abhängigkeit der spektralen Rauschspannung vom Biaswiderstand C_{bias}	62
3.13	Abhängigkeit der spektralen Rauschspannung vom Operationsverstärker (Variation eines Parameters, die anderen Parameter entsprechen den Standardwerte aus Tab. 3.2).	63
3.14	Abhängigkeit des Elektrodenrauschens von den Modellparametern (Pfeilrichtung = Verkleinerung der Parameter).	63
3.15	Simulierter Frequenzgang der Elektrode mit bestimmenden Parametern (Pfeilrichtung = Verkleinerung der Parameter).	64
3.16	Front- und Rückansicht des EKG-System mit Sensor-Array.	65
3.17	Schematischer Aufbau des Systems mit flexibler Lagerung der Elektroden.	65
3.18	Elektrode ohne Abschirmgehäuse.	66
3.19	Blockschaltbild des EKG-Systems.	67
3.20	EKG-Software zur Anzeige und Aufnahme der EKG-Daten auf dem Tablet-PC.	68
3.21	BSPM-Plots mit unterschiedlicher Farbcodierung.	69
3.22	Beispielhafte Sensordreiecke zur Extraktion der Standardableitungen	70
3.23	EEG-Helmsystem mit kapazitiven Elektroden.	73
3.24	Elektrodenaufhängung im Helmsystem.	73
3.25	Elektrodenpositionen im 28-Kanal-Helm.	74
3.26	Blockschaltbild des Datenaufnahmesystems.	75
3.27	ADU-Modul mit vier 24-bit-Kanälen (Ober- und Unterseite).	76
3.28	Motherboard mit sieben ADU-Modulen und Glasfaserinterface.	77
3.29	Blockschaltbild des FPGAs mit angeschlossener Peripherie.	77
3.30	Headbox des 28-Kanal-Helmsystems.	79
3.31	USB-Modul zur Datenübertragung zwischen PC und Motherboard.	79

3.32	Aufbau der Softwarestruktur zwischen USB und Anwendung.	80
3.33	Blockschaltbild der Softwaremodule.	81
3.34	Bildschirm mit zwei Schachbrettmustern.	82
3.35	Ablauf einer BCI-Messung.	82
3.36	Ablauf der Signalverarbeitung bei einer BCI-Messung.	83
3.37	Demonstrator mit ferngesteuertem Fahrzeug.	84
3.38	Steuerung eines Modellfahrzeuges mit dem kapazitivem Helm	85
4.1	Rauschspannung in Abhängigkeit vom Biaswiderstand.	88
4.2	Rauschspannung in Abhängigkeit von der Koppelkapazität.	90
4.3	Rauschspannung für unterschiedliche Operationsverstärkertypen.	91
4.4	Rauschspannung mit diskreter Kapazität im Vergleich zur Elektrodenkonfiguration.	92
4.5	Rauschspannung für unterschiedliche Eingangskonfigurationen.	93
4.6	Messung und Simulation unter Berücksichtigung des 1/f-Rauschens.	95
4.7	Frequenzgang: Vergleich zwischen Simulation und Messung.	96
4.8	Frequenzgang mit und ohne Baumwollstoff vor der Elektrode.	97
4.9	Vergleich zwischen galvanischem und kapazitivem EKG, gemessen an den Standardpositionen.	99
4.10	Messaufbau bei der kapazitiven EKG-Messung.	100
4.11	Messung mit allen 14 Kanälen des Sensor-Arrays.	100
4.12	Vergleichsmessung mit extrahierten Standardableitungen (X-Achse: 0,2 s/div, Y-Achse: 1 mV/div).	101
4.13	Wilson-Ableitungen extrahiert aus dem Sensorarray (X-Achse: 0,2 s/div, Y-Achse: 1 mV/div).	102
4.14	Kapazitive Messungen an Herzpatienten.	103
4.15	Body-Surface-Potential-Map mit zugehörigem Butterfly-Plot.	104
4.16	BSPM-Sequenz eines Herzschlages.	105
4.17	BSPM eines Sinus-Schlages (links) im Vergleich zur Extrasystole (rechts).	106
4.18	EKG-Messung ohne Masseverbindung (a), mit Masseverbindung (b) und mit Software-Filter (c).	107
4.19	Kapazitive EEG-Messung der Alpha-Modulation mit einem Kanal.	108
4.20	Kapazitives Messsignal mit überlagertem Pulsartefakt.	109
4.21	Messung der Alphamodulation mit dem Helmsystem nach ICA.	110
4.22	EEG-Messung zum Nachweis eines VEPs.	111
4.23	VEP-Messungen am okzipitalen Cortex mit unterschiedlichen Stimulationsfrequenzen (Mittelung).	111

4.24 VEP-Messung nach ICA-Zerlegung.	112
4.25 Frequenzspektrum einer VEP-Messung mit markiertem Messsignal und Pulsartefakten.	113
4.26 Trainingsergebnisse einer SSVEP-Messung.	113
4.27 Analyse von Trainingsdaten mit Hilfe von Schwellwerten im Leis- tungsspektrum.	115
4.28 Online-BCI-Messung mit Hilfe des Schwellwertverfahrens.	115
4.29 Klassifizierung eines BCI-Trainings mittels SVM.	116
4.30 Online-Messung mit SVM-Klassifikation.	117
4.31 Unterschiedliche Trainingsergebnisse (je 3x 30 s Training).	118
4.32 BCI-Demonstrator mit Modellfahrzeugsteuerung.	119

Tabellenverzeichnis

2.1	Frequenzbänder im EEG.	30
3.1	Operationsverstärker für die Verwendung als Impedanzwandler. . . .	52
3.2	Standardparameter der Simulation.	60
4.1	Vergleich der diagnostischen Information der beiden EKG-Systeme anhand von zehn Herzpatienten.	103

Abkürzungsverzeichnis

ADU	Analog-Digital-Umsetzer
AEP	Akustisch evozierten Potentiale
API	Application Programming Interface
BCI	Brain-Computer Interface
BP	Bereitschaftspotentiale
BSPM	Body Surface Potential Mapping
BSS	Blind Source Separation
CPLD	Complex Programmable Logic Device
CRT	Cathode Ray Tube
DAQ	Data Acquisition
DC	Direct current
DLL	Dynamic Link Library
ECoG	Electrocorticogramm
EEG	Elektroenzephalogramm
EKG	Elektrokardiogramm
EMG	Elektromyogramm
EOG	Elektrookulogramm
EP	Evozierte Potentiale
FET	Feldeffekttransistor
FFT	Fast Fourier transform
FIFO	First-in First-out
fMRT	funktionale Magnetresonanztomographie
FPGA	Field-Programmable-Gate-Array
IC	Integrated Circuit
ICA	Independent Component Analysis
KK	Kreuzkumulanten
LE	Logikelement
LED	Light Emitting Diode

MEG	Magnetoenzephalogramm
MKG	Magnetokardiogramm
OPV	Operationsverstärker
PAD	premature atrial depolarization
PCA	Principal Component Analysis
PLL	Phased-Locked-Loop
SCP	Slow cortical potentials
SEP	Sensorisch evozierten Potentiale
SPI	Serial-Peripheral-Interface
SQUID	Superconducting Quantum Interference Device
SSEP	Somatosensorisch evozierten Potentiale
SSVEP	steady-state visual evoked potential
SVM	Support Vector Machine
TFT	thin film transistor
USB	Universal Serial Bus
VDF	Verteilungsdichtefunktion
VEP	Visuell evozierte Potentiale
VHDL	VHSIC Hardware Description Language

Literaturverzeichnis

- [1] K. Meyer-Waarden. *Einführung in die biologische und medizinische Meßtechnik*, volume 475 of *Uni-Taschenbücher UTB*. Schattauer, Stuttgart, New York, 1975.
- [2] K. Cammann and H. Galster. *Das Arbeiten mit ionenselektiven Elektroden*. Springer, Berlin, 1996.
- [3] H. Helmholtz. Studien über electrische grenzsichten. *Annalen der Physik und Chemie*, pages 337–382, 1879.
- [4] L. A. Geddes and L. E. Baker. *Principles of applied biomedical instrumentation*. Wiley, New York, 3. ed. edition, 1989.
- [5] A. Bolz and W. Urbaszek. *Technik in der Kardiologie*. Springer, Berlin, 2002.
- [6] A. Searle and L. Kirkup. A direct comparison of wet, dry and insulating bioelectric recording electrodes. *Physio. Meas.*, 21:271–283, 2000.
- [7] U. Anliker, J. A. Ward, P. Lukowicz, G. Tröster, F. Dolveck, M. Baer, F. Keita, E. B. Schenker, and F. Catarsi. Amon: A wearable multiparameter medical monitoring and alert system. *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, 8(4):415–427, 2004.
- [8] K. P. Hoffmann and R. Ruff. Flexible dry surface-electrodes for ecg long-term monitoring. *Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology - Proceedings*, pages 5739–5742, 2007.
- [9] J. Y. Baek, J. H. An, J. M. Choi, K. S. Park, and S. H. Lee. Flexible polymeric dry electrodes for the long-term monitoring of ecg. *Sensors and Actuators, A: Physical*, 143(2):423–429, 2008.
- [10] F. Carpi and D. de Rossi. Electroactive polymers: New materials for spacecraft structures. *European Space Agency, (Special Publication) ESA SP*, (581):803–816, 2005.

- [11] J. Mühlsteff and O. Such. Dry electrodes for monitoring of vital signs in functional textiles. *Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology - Proceedings*, 26 III:2212–2215, 2004.
- [12] G. Gargiulo, P. Bifulco, R. A. Calvo, M. Cesarelli, C. Jin, and A. van Schaik. A mobile eeg system with dry electrodes. *Proceedings Biomedical Circuits and Systems Conference, BioCAS 2008*, pages 273–276, 2008.
- [13] J. Zhao, R. J. Sclabassi, and M. Sun. Biopotential electrodes based on hydrogel. *Bioengineering, Proceedings of the Northeast Conference*, pages 69–70, 2005.
- [14] M. Ishijima. Monitoring of electrocardiograms in bed without utilizing body surface electrodes. *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, 40(6):593–594, 1993.
- [15] M. Ishijima. Cardiopulmonary monitoring by textile electrodes without subject-awareness of being monitored. *Medical and Biological Engineering and Computing*, 35(6):685–690, 1997.
- [16] M. Catrysse, R. Puers, C. Hertleer, L. van Langenhove, H. van Egmond, and D. Matthys. Towards the integration of textile sensors in a wireless monitoring suit. *Sensors and Actuators, A: Physical*, 114(2-3):302–311, 2004.
- [17] M. M. Puurtinen, S. M. Komulainen, P. K. Kauppinen, J. A. Malmivuo, and J. A. Hyttinen. Measurement of noise and impedance of dry and wet textile electrodes, and textile electrodes with hydrogel. *Proceedings of the 28th IEEE EMBS Annual International Conference*, 1:6012–6015, 2006.
- [18] L. Rattfalt, C. Ahlstrom, L. Berglin, M. Linden, P. Hult, P. Ask, and U. Wiklund. A canonical correlation approach to heart beat detection in textile ecg measurements. *IET Conference Publications*, (520):32, 2006.
- [19] T. Pola and J. Vanhala. Textile electrodes in ecg measurement. *Proceedings of the 2007 International Conference on Intelligent Sensors, Sensor Networks and Information Processing, ISSNIP*, pages 635–639, 2007.
- [20] J. Coosemans, B. Hermans, and R. Puers. Integrating wireless ecg monitoring in textiles. *Sensors and Actuators, A: Physical*, 130-131:48–53, 2006.
- [21] P. J. Xu, H. Zhang, and X. M. Tao. Textile-structured electrodes for electrocardiogram. *Textile Progress*, 40(4):183–213, 2008.

- [22] J. Ottenbacher, S. Römer, C. Kunze, U. Großmann, and W. Stork. Integration of a bluetooth based ecg system into clothing. *Proceedings - International Symposium on Wearable Computers, ISWC*, pages 186–187, 2004.
- [23] S. Kim, S. Leonhardt, N. Zimmermann, P. Kranen, D. Kensche, E. Müller, and C. Quix. Influence of contact pressure and moisture on the signal quality of a newly developed textile ecg sensor shirt. *Proc. 5th Int. Workshop on Wearable and Implantable Body Sensor Networks, BSN2008*, pages 256–259, 2008.
- [24] M. H. Cheng, L. C. Chen, Y. C. Hung, M. Y. Chang, and L. Y. Tzu. A real-time heart-rate estimator from steel textile ecg sensors in a wireless vital wearing system. *2nd International Conference on Bioinformatics and Biomedical Engineering, iCBBE 2008*, pages 1339–1342, 2008.
- [25] R. Paradiso and D. de Rossi. Advances in textile technologies for unobtrusive monitoring of vital parameters and movements. *Proceedings of the 28th IEEE EMBS Annual International Conference*, 1:392–395, 2006.
- [26] G. E. Bergey, R. D. Squires, and W. C. Sipple. Electrocardiogram recording with pasteless electrodes. *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, 18(3):206–211, 1971.
- [27] B. Hagemann, G. Luhede, and H. Luczak. Improved "active" electrodes for recording bioelectric signals in work physiology. *Eur J Appl Physiol*, 54:95–98, 1985.
- [28] A. C. Metting VanRijn, A. P. Kuiper, T. E. Dankers, and C. A. Grimbergen. Low-cost active electrode improves the resolution in biopotential recordings. *Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology - Proceedings*, (1):101–102, 1996.
- [29] P. C. Richardson. The insulated electrode: a pasteless electrocardiographic technique. *20th Annual Conference on Engineering in Medicine and Biology*, 9:15.7, 1967.
- [30] P. C. Richardson, F. K. Coombs, and R. M. Adams. Some new electrode techniques for long-term physiologic monitoring. *Aerospace medicine*, 39(7):745–750, 1968.
- [31] A. Lopez, Jr. and P. C. Richardson. Capacitive electrocardiographic and bioelectric electrodes. *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, 16:99, 1969.

- [32] C. H. Lagow, K. J. Sladek, and P. C. Richardson. Anodic insulated tantalum oxide electrocardiograph electrodes. *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, 18(2):162–164, 1971.
- [33] A Potter and L. Menke. Capacitive type of biomedical electrode. *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, BME-17(4):350–351, 1970.
- [34] T. Matsuo, K. Inuma, and M. Esashi. A barium titanate ceramics capacitive type eeg electrode. *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, BME-20(4):299–300, 1973.
- [35] D. Prutchi and M. Norris. *Design and development of medical electronic instrumentation*. Wiley-Interscience, Hoboken, NJ, 2005.
- [36] W. H. Ko, M. R. Neumann, R. N. Wolfson, and E. T. Yon. Insulated active electrodes. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 17(2):195–198, 1970.
- [37] R. J. Prance, A. Debray, T. D. Clark, H. Prance, M. Nock, C. J. Harland, and A. J. Clippingdale. An ultra-low-noise electrical-potential probe for human-body scanning. *Measurement Science and Technology*, 11:291–297, 2000.
- [38] C. J. Harland, T. D. Clark, and R. J. Prance. Electric potential probes - new directions in the remote sensing of the human body. *Measurement Science and Technology*, 13:163–169, 2002.
- [39] W. Gebrial, C. Antrobus, and R. J. Prance. Non destructive testing of materials using a novel electric potential sensor. *Proceedings of the 2006 IEEE Sensors Applications Symposium*, pages 115–118, 2006.
- [40] W. Gebrial, R. J. Prance, C. J. Harland, and T. D. Clark. Noninvasive imaging using an array of electric potential sensors. *Review of Scientific Instruments*, 77(6), 2006.
- [41] R. J. Prance, T. D. Clark, H. Prance, and A. J. Clippingdale. Non-contact vlsi imaging using a scanning electric potential microscope. *Measurement Science and Technology*, 9(8):1229–1235, 1998.
- [42] R. J. Prance, W. Gebrial, and C. Antrobus. Depth profiling of defects in stainless steel using electric potential sensors and a non-contact ac potential drop method. *Insight: Non-Destructive Testing and Condition Monitoring*, 50(2):95–97, 2008.

- [43] Y. G. Lim, K. K. Kim, and K. S. Park. Ecg measurement on a chair without conductive contact. *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, 53:956–959, 2006.
- [44] A. Aleksandrowicz, M. Walter, and S. Leonhardt. Wireless ecg measurement system with capacitive coupling | ein kabelfreies, kapazitiv gekoppeltes ekg-messsystem. *Biomedizinische Technik*, 52(2):185–192, 2007.
- [45] T. J. Sullivan, S. R. Deiss, and G. Cauwenberghs. A low-noise, non-contact eeg/ecg sensor. *Biomedical Circuits and Systems Conference BIOCAS 2007*, pages 154–157, 2007.
- [46] A. Gruetzmann, S. Hansen, and J. Müller. Novel dry electrodes for ecg monitoring. *Physiological Measurement*, 28(11):1375–1390, 2007.
- [47] T. D. Clark, R. J. Prance, and C. J. Harland. Electrodynamic sensors and application thereof. Patent (WO03048789A2), 2001.
- [48] W. J. Smith and J. R. Lacourse. Non-contact biopotential measurement from the human body using a low-impedance charge amplifier. *Bioengineering, Proceedings of the Northeast Conference*, 30:31–32, 2004.
- [49] C. J. Harland, T. D. Clark, and R. J. Prance. Remote detection of human electroencephalograms using ultrahigh input impedance electric potential sensors. *Appl. Phys. Lett.*, 81/17:3284–3286, 2002.
- [50] R. J. Prance, S. T. Beardsmore-Rust, P. Watson, C. J. Harland, and H. Prance. Remote detection of human electrophysiological signals using electric potential sensors. *Appl. Phys. Lett.*, 93(3), 2008.
- [51] B. B. Winter and J. G. Webster. Driven-right-leg circuit design. *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, 30(1):62–66, 1983.
- [52] S. Leonhardt, A. Aleksandrowicz, and M. Steffen. Magnetic and capacitive monitoring of heart and lung activity as an example for personal healthcare. *Proceedings of the 3rd IEEE-EMBS International Summer School and Symposium on Medical Devices and Biosensors*, pages 57–60, 2006.
- [53] M. Steffen, A. Aleksandrowicz, and S. Leonhardt. Mobile noncontact monitoring of heart and lung activity. *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, 1(4):250–257, 2007.

- [54] A. P. Grishanovich and V. I. Yarmolinskii. Development and trial experience with capacitive electrodes. *Biomedical Engineering*, 18(1):25–28, 1984.
- [55] Y. G. Lim, K. K. Kim, and K. S. Park. Ecg recording on a bed during sleep without direct skin–contact. *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, 54:718–725, 2007.
- [56] C. J. Harland, T. D. Clark, N. S. Peters, M. J. Everitt, and P. B. Stiffell. A compact electric potential sensor array for the acquisition and reconstruction of the 7–lead electrocardiogram without electrical charge contact with the skin. *Physio. Meas.*, 26:939–950, 2005.
- [57] E. Huigen, A. Peper, and C. A. Grimbergen. Investigation into the origin of the noise of surface electrodes. *Medical and Biological Engineering and Computing*, 40(3):332–338, 2002.
- [58] A. Ueno, Y. Akabane, T. Kato, H. Hoshino, S. Kataoka, and Y. Ishiyama. Capacitive sensing of electrocardiographic potential through cloth from the dorsal surface of the body in a supine position: A preliminary study. *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, 54:759–766, 2007.
- [59] D. H. Zhu, Lei Wang, and Y. T. Zhang. A non-contact ecg measurement system for pervasive heart rate detection. *Proceedings of the 5th International Conference on Information Technology and Application in Biomedicine*, pages 518–519, 2008.
- [60] K. F. Wu and Y. T. Zhang. Contactless and continuous monitoring of heart electric activities through clothes on a sleeping bed. *5th Int. Conference on Information Technology and Applications in Biomedicine, ITAB 2008*, pages 282–285, 2008.
- [61] T. Kato, A. Ueno, S. Kataoka, H. Hoshino, and Y. Ishiyama. An application of capacitive electrode for detecting electrocardiogram of neonates and infants. *Proceedings of the 28th IEEE EMBS Annual International Conference*, pages 916–919, 2006.
- [62] M. E. Griffith, W. M. Portnoy, L. J. Stotts, and J. L. Day. Improved capacitive electrocardiogram electrodes for burn applications. *Medical and Biological Engineering and Computing*, 17(5):641–646, 1979.
- [63] K. K. Kim, Y. K. Lim, and K. S. Park. The electrically non-contacting ecg measurement on the toilet seat using the capacitively-coupled insulated elec-

- trodes. *Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology - Proceedings*, 26 IV:2375–2378, 2004.
- [64] J. S. Kim, Y. J. Chee, J. W. Park, J. W. Choi, and K. S. Park. A new approach for non-intrusive monitoring of blood pressure on a toilet seat. *Physio. Meas.*, 27:203–211, 2006.
- [65] K. K. Kim, Y. Chee, J. Park, J. S. Kim, Y. K. Lim, and K. S. Park. A preliminary study for unconstrained pulse arrival time (pat) measurement on a chair. *Proceedings of the 2005 IEEE Engineering in Medicine and Biology Conference*, pages 3578–3579, 2005.
- [66] S. Leonhardt and A. Aleksandrowicz. Non-contact ecg monitoring for automotive application. *Proceedings of the 5th International Workshop on Wearable and Implantable Body Sensor Networks*, pages 183–185, 2008.
- [67] T. Maruyama, M. Makikawa, N. Shiozawa, and Y. Fujiwara. Ecg measurement using capacitive coupling electrodes for man-machine emotional communication. *2007 IEEE/ICME International Conference on Complex Medical Engineering, CME 2007*, pages 378–383, 2007.
- [68] T. Matsuda and M. Makikawa. Ecg monitoring of a car driver using capacitively-coupled electrodes. *Proceedings of the 30th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, EMBS'08*, pages 1315–1318, 2008.
- [69] B. Chamadiya, S. Heuer, U. G. Hofmann, and M. Wagner. Towards a capacitively coupled electrocardiography system for car seat integration. *IFMBE Proceedings, 4th European Conference of the IFBME, Antwerp*, (22):1217–1221, 2008.
- [70] S. S. Lobodzinski and M. M. Laks. Comfortable textile-based electrocardiogram systems for very long-term monitoring. *Cardiology Journal*, 15(5):477–480, 2008.
- [71] C. Park, H. C. Pai, Y. Bai, R. Matthews, and A. D. Hibbs. An ultra-wearable, wireless, low power ecg monitoring system. *Biomedical Circuits and Systems Conference BIOCAS 2006*, pages 241–244, 2006.
- [72] J. M. Lee, F. Pearce, C. Morrisette, A. D. Hibbs, and R. Matthews. Evaluating a capacitively coupled, noncontact electrode for ecg monitoring. *Sensors Magazine Online*, 2005.

- [73] L. Gourmelon and G. Langereis. Contactless sensors for surface electromyography. *Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology - Proceedings*, pages 2514–2517, 2006.
- [74] A. Ueno, Y. Uchikawa, and M. Noshiro. A capacitive sensor system for measuring laplacian electromyogram through cloth: A pilot study. *Proceedings of the 29th Annual International Conference of the IEEE EMBS*, pages 5731–5734, 2007.
- [75] R. Matthews, N. J. McDonald, P. Hervieux, P. J. Turner, and M. A. Steindorf. A wearable physiological sensor suite for unobtrusive monitoring of physiological and cognitive state. *Proceedings of the 29th Annual International Conference of the IEEE EMBS*, pages 5276–5281, 2007.
- [76] W. Shimizu, K. Matsuo, M. Takagi, Y. Tanabe, T. Aiba, A. Taguchi, K. Suyama, T. Kurita, N. Aihara, and S. Kamakura. Body surface distribution and response to drugs of st segment elevation in brugada syndrome: Clinical implication of eighty-seven-lead body surface potential mapping and its application to twelve-lead electrocardiograms. *Journal of Cardiovascular Electrophysiology*, 11(4):396–404, 2000.
- [77] S. M. Lee, K. K. Kim, Y. J. Cho, E. K. Choi, Y. G. Lim, S. I. Oh, and S. P. Kwang. One side body surface potential mapping system using multi capacitive-coupled electrodes. *Proceedings uhealthcare 2008 Korea*, 2008.
- [78] A. J. Clippingdale, R. J. Prance, T. D. Clark, and C. Watkins. Ultrahigh impedance capacitively coupled heart imaging array. *Rev. Sci. Instrum.*, 65:269–270, 1994.
- [79] N. von Ellenrieder, E. Spinelli, and C. H. Muravchik. Capacitive electrodes in electroencephalography. *Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, 1:1126–1129, 2006.
- [80] C. Fonseca, J. P. Silva Cunha, R. E. Martins, V. M. Ferreira, J. P. Marques de Sá, M. A. Barbosa, and A. Martins da Silva. A novel dry active electrode for eeg recording. *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, 54(1):162–165, 2007.
- [81] W. H. Ko. Active electrodes for eeg ievoked potential. *Proceedings of the 20th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, pages 2221–2224, 1998.

- [82] W. J. Smith and J. R. Lacourse. Sensing the human alpha rhythm using a non-contact electroencephalographic electrode. *Bioengineering, Proceedings of the Northeast Conference*, 2006:195–196, 2006.
- [83] L. J. Trejo, K. R. Wheeler, C. C. Jorgensen, R. Rosipal, S. T. Clanton, B. Matthews, A. D. Hibbs, R. Matthews, and M. Krupka. Multimodal neuroelectric interface development. *IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering*, 11(2):199–204, 2003.
- [84] R. Matthews. Nonintrusive, wearable bioelectrodes for monitoring the heart and brain. *Sensors (Peterborough, NH)*, 24(9), 2007.
- [85] R. Klinge. *Das Elektrokardiogramm*. Thieme, Stuttgart, 8. edition, 2002.
- [86] E. Erdmann. *Klinische Kardiologie*. Springer Berlin Heidelberg, Berlin, Heidelberg, 7 edition, 2009.
- [87] W. Einthoven. Ueber die form des menschlichen electrocardiogramms. *Pflüger, Archiv für die Gesamte Physiologie des Menschen und der Thiere*, 60(3-4):101–123, 1895.
- [88] J. Bronzino. *The Biomedical Engineering Handbook*. CRC–Press, Boca Raton, FL, 1999.
- [89] E. Goldberger. A simple, indifferent, electrocardiographic electrode of zero potential and a technique of obtaining augmented, unipolar, extremity leads. *Am Heart J*, (23):483–492, 1942.
- [90] F. N. Wilson, F. D. Johnston, F. F. Rosenbaum, H Erlanger, C. E. Kossmann, H Hecht, N. Cotrim, R. Menezes de Oliveira, R. Scarsi, and P. S. Barker. The precordial electrocardiogram. *Am. Heart J.*, (27):19–85, 1944.
- [91] M. Schilling, S. Krey, and R. Scharnweber. Biomagnetic measurements with an integrated $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ magnetometer in a hand-held cryostat. *Appl. Phys. Lett.*, 69:2749–2751, 1996.
- [92] H. J. Barthelmess, M. Halverscheid, B. Schiefenhövel, E. Heim, and M. Schilling. Low-noise biomagnetic measurements with multichannel dc-squid-system at 77k. *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, 11:657–660, 2001.
- [93] E. Heim. *Ein 8-Kanal-System aus direkt gekoppelten $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ -dc-SQUID-Magnetometer für biomagnetische Messungen*. Diplomarbeit, Universität Hamburg, Hamburg, 2001.

-
- [94] G. Kozmann, G. Sandor, and K. Szakolczai. Diagnostic information in body surface potential maps: influence of methodologies on diagnostic performance. *Computers in Cardiology*, pages 503–504, 2000.
 - [95] D. D. Finlay, C. D. Nugent, P. J. McCullagh, and N. D. Black. Mining for diagnostic information in body surface potential maps: A comparison of feature selection techniques. *BioMedical Engineering Online*, 4, 2005.
 - [96] S. D. Carley. Beyond the 12 lead: Review of the use of additional leads for the early electrocardiographic diagnosis of acute myocardial infarction. *Emergency Medicine*, 15:143–154, 2003.
 - [97] D. D. Finlay, C. D. Nugent, M. P. Donnelly, P. J. McCullagh, and N. D. Black. Optimal electrocardiographic lead systems: Practical scenarios in smart clothing and wearable health systems. *IEEE Transactions on Information Technology in Biomedicine*, 12(4):433–441, 2008.
 - [98] D. D. Finlay, C. D. Nugent, J. A. Kors, G. van Herpen, M. P. Donnelly, P. J. McCullagh, and N. D. Black. Optimizing the 12-lead electrocardiogram: a data driven approach to locating alternative recording sites. *Journal of Electrocardiology*, 40(3):292–299, 2007.
 - [99] A. Ebner, G. Deuschl, and T. Bast. *EEG. RRN - Referenz-Reihe Neurologie-Methoden*. Thieme, Stuttgart, 2006.
 - [100] H. K. Kursawe and I. Flemming. *Atlas zur Einführung in das EEG*. Desitin Arzneimittel, Hamburg, 2008.
 - [101] S. Zschocke and H. C. Hansen. *Klinische Elektroenzephalographie*. Springer, Heidelberg, 2002.
 - [102] E. Niedermeyer and F. Lopes da Silva. *Electroencephalography*. Lippincott Williams & Wilkins, Philadelphia, 2005.
 - [103] H. Berger. über das elektrenkephalogramm des menschen. *Archiv für Psychiatrie und Nervenkrankheiten*, 87(1):527–570, 1929.
 - [104] J. V. Odom, M. Bach, C. Barber, M. Brigell, M. F. Marmor, A. P. Tormene, G. E. Holder, and Vaegan. Visual evoked potentials standard. *Documenta Ophthalmologica*, (108):115–123, 2004.

-
- [105] M. Stöhr, J. Dichgans, U. W. Buettner, and C. W. Hess. *Evozierte Potenziale*. Springer, 4 edition, 2005.
 - [106] C. S. Herrmann. Human eeg responses to 1-100 hz flicker: Resonance phenomena in visual cortex and their potential correlation to cognitive phenomena. *Experimental Brain Research*, 137(3-4):346–353, 2001.
 - [107] K. Maurer, N. Lang, and J. Eckert. *Praxis der evozierten Potentiale*. Springer, 2 edition, 2005.
 - [108] J. R. Wolpaw, N. Birbaumer, D. J. McFarland, G. Pfurtscheller, and T. M. Vaughan. Brain-computer interfaces for communication and control. *Clinical Neurophysiology*, 113:767–791, 2002.
 - [109] M. A. Lebedev and M. A. L. Nicolelis. Brain-machine interfaces: past, present and future. *Trends in Neurosciences*, 29(9):536–546, 2006.
 - [110] S. Ortiz. Brain-computer interfaces: Where human and machine meet. *Computer*, 40(1):17–21, 2007.
 - [111] S. G. Mason and G. E. Birch. A general framework for brain - computer interface design. *IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering*, 11(1):70–85, 2003.
 - [112] G. Schalk, D. J. McFarland, T. Hinterberger, N. Birbaumer, and J. R. Wolpaw. Bci2000: A general-purpose brain-computer interface (bci) system. *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, 51(6):1034–1043, 2004.
 - [113] N. Birbaumer. Slow cortical potentials: Plasticity, operant control, and behavioral effects. *Neuroscientist*, (5):74–78, 1999.
 - [114] N. Birbaumer and L. G. Cohen. Brain-computer interfaces: Communication and restoration of movement in paralysis. *Journal of Physiology*, 579(3):621–636, 2007.
 - [115] T. Hinterberger, S. Schmidt, N. Neumann, J. Mellinger, B. Blankertz, G. Curio, and N. Birbaumer. Brain-computer communication and slow cortical potentials. *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, 51(6):1011–1018, 2004.
 - [116] B. Blankertz, G. Curio, and K. R. Müller. Classifying single trial eeg: Towards brain computer interfacing. *Advances in Neural Inf. Proc. Systems*, 14:157–164, 2002.

- [117] G. Dornhege. *Increasing information transfer rates for brain-computer interfacing*. Dissertation, Universität Potsdam, Potsdam, 2006.
- [118] G. Pfurtscheller and F. H. Lopes Da Silva. Event-related eeg/meg synchronization and desynchronization: basic principles. *Clinical Neurophysiology*, 110:1842–1857, 1999.
- [119] B. Blankertz, G. Dornhege, M. Krauledat, K. R. Müller, and G. Curio. The berlin brain–computer interface: Report from the feedback sessions, 2005.
- [120] J. R. Wolpaw, D. J. McFarland, and T. M. Vaughan. Brain-computer interface research at the wadsworth center. *IEEE Transactions on Rehabilitation Engineering*, 8(2):222–226, 2000.
- [121] B. Blankertz, G. Dornhege, M. Krauledat, K. R. Müller, and G. Curio. The non-invasive berlin brain-computer interface: Fast acquisition of effective performance in untrained subjects. *NeuroImage*, 37(2):539–550, 2007.
- [122] B. Blankertz, F. Losch, M. Krauledat, G. Dornhege, G. Curio, and K. R. Müller. The berlin brain - computer interface: Accurate performance from first-session in bci-naive subjects. *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, 55(10):2452–2462, 2008.
- [123] M. Krauledat, M. Tangermann, B. Blankertz, and K. R. Müller. Towards zero training for brain-computer interfacing. *PLoS ONE*, 3(8), 2008.
- [124] B. Lou, B. Hong, X. Gao, and S. Gao. Bipolar electrode selection for a motor imagery based brain-computer interface. *Journal of Neural Engineering*, 5(3):342–349, 2008.
- [125] F. Popescu, S. Fazli, Y. Badower, B. Blankertz, and K. R. Müller. Single trial classification of motor imagination using 6 dry eeg electrodes. *PLoS ONE*, 2(7), 2007.
- [126] L. A. Farwell and E. Donchin. Talking off the top of your head: toward a mental prosthesis utilizing event-related brain potentials. *Electroenceph. Clin. Neurophysiol.*, (70):510–523, 1988.
- [127] D. J. Krusienski, E. W. Sellers, F. Cabestaing, S. Bayouth, D. J. McFarland, T. M. Vaughan, and J. R. Wolpaw. A comparison of classification techniques for the p300 speller. *Journal of Neural Engineering*, 3(4), 2006.

-
- [128] F. Beverina, G. Palmas, S. Silvoni, F. Piccione, and S. Giove. User adaptive bcis: Ssvep and p300 based interfaces. *PsychNology Journal*, 1(4):331–354, 2003.
 - [129] C. Jia, H. Xu, B. Hong, X. Gao, Z. Zhang, and S. Gao. A human computer interface using ssvep-based bci technology. *Proc. Augmented Cognition*, pages 113–119, 2007.
 - [130] R. S. Leow, F. Ibrahim, and M. Moghavvemi. Development of a steady state visual evoked potential (ssvep)-based brain computer interface (bci) system. *2007 International Conference on Intelligent and Advanced Systems, ICIAS 2007*, pages 321–324, 2007.
 - [131] G. R. Müller-Putz, R. Scherer, C. Brauneis, and G. Pfurtscheller. Steady-state visual evoked potential (ssvep)-based communication: impact of harmonic frequency components. *Journal of Neural Engineering*, 2:123–130, 2005.
 - [132] E. Lalor, S. P. Kelly, C. Finucane, R. Burke, R. Smith, R. B. Reilly, and G. McDarby. Steady-state vep-based brain computer interface control in an immersive 3-d gaming environment. *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, (19):3156–3164, 2005.
 - [133] M. Cheng, X. Gao, S. Gao, and D. Xu. Design and implementation of a brain-computer interface with high transfer rates. *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, 49(10):1181–1186, 2002.
 - [134] Y. Wang, Z. Zhang, X. Gao, and S. Gao. Lead selection for ssvep-based brain-computer interface. *Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology - Proceedings*, 26 VI:4507–4510, 2004.
 - [135] Z. Wu, Y. Lai, Y. Xia, D. Wu, and D. Yao. Stimulator selection in ssvep-based bci. *Medical Engineering and Physics*, 30(8):1079–1088, 2008.
 - [136] T. M. Srihari Mukesh, V. Jaganathan, and M. R. Reddy. A novel multiple frequency stimulation method for steady state vep based brain computer interfaces. *Physiological Measurement*, 27(1):61–71, 2006.
 - [137] L. J. Trejo, R. Rosipal, and B. Matthews. Brain-computer interfaces for 1-d and 2-d cursor control: Designs using volitional control of the eeg spectrum or steady-state visual evoked potentials. *IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering*, 14(2):225–229, 2006.

- [138] M. Cheng, X. Gao, S. Gao, and B. Wang. Stimulation frequency extraction in ssvep-based brain-computer interface. *2005 First International Conference on Neural Interface and Control, Proceedings*, pages 64–67, 2005.
- [139] H. Touyama and M. Hirose. Steady-state veps in cave for walking around the virtual world. *Lecture Notes in Computer Science*, 4555 LNCS(PART 2):715–717, 2007.
- [140] Y. Wang, R. Wang, X. Gao, B. Hong, and S. Gao. A practical vep-based brain-computer interface. *IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering*, 14(2):234–239, 2006.
- [141] R. J.K. Jacob. The use of eye movements in human-computer interaction techniques: what you look at is what you get. *ACM Transactions on Information Systems*, 9(2):152–169, 1991.
- [142] B. Z. Allison, D. J. McFarland, G. Schalk, S. D. Zheng, M. M. Jackson, and J. R. Wolpaw. Towards an independent brain-computer interface using steady state visual evoked potentials. *Clinical Neurophysiology*, 119(2):399–408, 2008.
- [143] Q. He, B. Wu, H. Wang, and L. Zhu. Vep feature extraction and classification for brain-computer interface. *International Conference on Signal Processing Proceedings, ICSP*, 4, 2007.
- [144] Z. Wu and D. Yao. Frequency detection with stability coefficient for steady-state visual evoked potential (ssvep)-based bcis. *Journal of Neural Engineering*, 5(1):36–43, 2008.
- [145] G. R. Müller-Putz and G. Pfurtscheller. Control of an electrical prosthesis with an ssvep-based bci. *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, 55(1):361–364, 2008.
- [146] A. Hyvärinen, J. Karhunen, and E. Oja. *Independent component analysis*. A Wiley-Interscience publication. Wiley, New York, NY, 2001.
- [147] A. Hyvärinen and E. Oja. Independent component analysis: algorithms and applications. *Neural Networks*, (13):411–430, 2000.
- [148] E. Hänsler. *Statistische Signale*. Springer, Berlin, 3. Aufl. edition, 2001.
- [149] A. Hyvärinen. Fast and robust fixed-point algorithms for independent component analysis. *IEEE Transactions on Neural Networks*, 10(3):626–634, 1999.

-
- [150] J. V. Stone. *Independent component analysis*. A Bradford book. MIT Press, Cambridge, Mass., 2004.
 - [151] C. J.C. Burges. A tutorial on support vector machines for pattern recognition. *Data Mining and Knowledge Discovery*, (2):121–167, 1998.
 - [152] B. Schölkopf. *Support vector learning*. PhD thesis, Technische Universität Berlin, Berlin, 1997.
 - [153] B. Blankertz, G. Dornhege, M. Krauledat, K. R. Müller, V. Kunzmann, F. Losch, and G. Curio. *Abschlussbericht des Vorhabens >BCI II<, Förderkennzeichen 01IBB02A/B*. BMBF, 2005.
 - [154] K. Melhorn. *Entwicklung und Test eines 2-Kanalsystems für ein Brain-Computer Interface*. Studienarbeit, Technische Universität Braunschweig, 2004.
 - [155] K. Melhorn. *Entwicklung eines mobilen Sensorsystems für die EKG-Diagnostik*. Diplomarbeit, Technische Universität Braunschweig, 2005.
 - [156] V. Ling. *Development of a Mobile Real-Time 16-Channel Capacitive ECG System*. Studienarbeit, Technische Universität Braunschweig, 2005.
 - [157] A. Hefczyk. *Entwicklung eines Scansystems und eines Modells zur Untersuchung kapazitiver Messelektroden für ein Brain-Computer-Interface*. Diplomarbeit, Technische Universität Braunschweig, 2004.
 - [158] National Semiconductor. Lmc6082 precision cmos dual operational amplifier, 2000.
 - [159] H. Nyquist. Thermal agitation of electric charge in conductors. *Phys. Rev.*, 32:110–113, 1928.
 - [160] W. Shottky. Small-shot effect and flicker effect. *Phys. Rev.*, 28(1):74–104, 1926.
 - [161] W. Böske. *Optimierung kapazitiver Sensoren zur Messung von EEG-Signalen*. Diplomarbeit, Technische Universität Braunschweig, 2007.
 - [162] J. Pan and W. J. Tompkins. A real-time qrs detection algorithm. *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, 32(3):230–236, 1985.

-
- [163] A. X. Widmer and P. A. Franaszek. A dc-balanced, partitioned-block, 8b/10b transmission code. *Communications Technology*, 27(5):440, 1983.
- [164] M. Becker. *Visuell evozierte EEG-Potenziale für ein kapazitives Brain-Computer Interface*. Diplomarbeit, Technische Universität Braunschweig, 2007.
- [165] P. Neumann. *Signalverarbeitung und Online-Analyse in einem Brain-Computer Interfac*. Studienarbeit, Technische Universität Braunschweig, 2008.
- [166] M. Siekmann. *Entwicklung eines Software-Frameworks für ein SSVEP basiertes kapazitives Brain-Computer-Interface*. Diplomarbeit, Technische Universität Braunschweig, 2008.
- [167] V. Franc and V. Hlavac. Statistical pattern recognition toolbox for matlab. Prag, 2004.
- [168] R. F. Voss and J. Clarke. Flicker (1/f) noise: Equilibrium temperature and resistance fluctuations. *Phys. Rev. B*, 13(2):556–573, 1976.
- [169] P. Dutta and P. M. Horn. Low-frequency fluctuations in solids: 1/f noise. *Reviews of Modern Physics*, 53(3):497–516, 1981.
- [170] R. A. King. *Electrical Noise*. Chapman and Hall, London, 1960.
- [171] P. Réfrégier. *Noise theory and application to physics*. Springer, New York, NY, 2004.
- [172] A. van der Ziel. *Noise: Sources, Characterization, Measurement*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.J., 1970.
- [173] M. Oehler, A. Riggert, F. Ludwig, M. Schilling, B. Blankertz, K. R. Müller, V. Kunzmann, and G. Curio. Comparison of capacitive ecg with conventional ecg. *Biomedizinische Technik—Proc. 40th Ann. Congress of the German Society for Biomed. Eng. BMT (Zuerich)*, page p 128, 2006.
- [174] M. Oehler and M. Schilling. Capacitive ecg-system for real-time diagnostics. *Biomedizinische Technik—Proc. 41st Ann. Congress of the German Society for Biomed. Eng. BMT (Aachen)*, 2007.
- [175] M. Oehler, V. Ling, K. Melhorn, and M. Schilling. A multichannel portable ecg system with capacitive sensors. *Physiological Measurement*, 29(7):783–793, 2008.

-
- [176] M. Oehler, M. Schilling, and H. D. Esperer. Novel multichannel capacitive eeg-system for cardiac diagnostics beyond the standard-lead system. *IFMBE Proceedings, 4th European Conference of the IFBME, Antwerp*, pages 30–33, 2008.
- [177] M. Oehler and M. Schilling. Body surface potential mapping of the heart based on capacitive electrodes. *Proceedings Workshop Biosignalverarbeitung 2008*, pages 50–51, 2008.
- [178] A. Delorme and S. Makeig. Eeglab: an open source toolbox for analysis of single-trial eeg dynamics including independent component analysis. *Journal of Neuroscience Methods*, 134(1):9–21, 2004.
- [179] M. Oehler, P. Neumann, M. Becker, G. Curio, and M. Schilling. Extraction of ssvep signals of a capacitive eeg helmet for human machine interface. *Proc. 30th Annual Conf. IEEE EMBS, Vancouver*, pages 4495–4498, 2008.

Kapazitive Elektroden ermöglichen eine einfache Messung des Elektrokardiogramms (EKG) und Elektroenzephalogramms (EEG). Sie koppeln im Gegensatz zu herkömmlich verwendeten galvanischen Elektroden das Biosignal über einen isolierten kapazitiven Kontakt zum Körper aus. Der Fokus dieser Arbeit liegt auf der Charakterisierung des Übertragungsverhaltens dieser kapazitiven Elektroden und der praktischen Anwendung im Bereich der Routine-Diagnostik und spezieller Interface-Systeme am Beispiel des Brain-Computer Interfaces.

Das im Rahmen dieser Arbeit entwickelte portable EKG-System ermöglicht die Messung mit 15 Elektroden, selbst durch Kleidung hindurch, und verbindet die klassische EKG-Messung mit einem einfachen Zugang zu komplexen räumlichen Darstellungen der Herzaktivität in Form von Body-Surface-Potential-Maps. Das Verfahren wird direkt mit etablierten Verfahren verglichen und anhand realer Patientendaten validiert. Dazu wurden Messungen in klinischer Umgebung durchgeführt. Die Ergebnisse zeigen eine gute Übereinstimmung der Messungen zwischen kapazitivem und galvanischem Aufbau. Durch die spezielle Anordnung der Elektroden im verwendeten System kann eine deutliche Vereinfachung der EKG-Messung realisiert werden.

Die in dieser Arbeit durchgeführte elektrische Charakterisierung der Elektroden und die Beschreibung der Rauschprozesse ermöglicht ein besseres Verständnis der besonders für das EEG benötigten höheren Messempfindlichkeit. Um diese praktisch nachzuweisen, bzw. die Grenzen des Systems aufzuzeigen, wird der Aufbau eines kapazitiven 28-Kanal-Helmsystems beschrieben, welches zusammen mit der ebenfalls entwickelten analogen und digitalen Signalverarbeitung EEG-Messungen ermöglicht. Vorgestellt werden Messungen der Alpha-Aktivität und visuell evozierter Potentiale. Letztere Signale werden zusätzlich in einem speziellen Aufbau zur Realisierung eines kapazitiven Brain-Computer-Interfaces verwendet und damit beispielhaft eine Steuerung eines Modellfahrzeugs demonstriert.